

Treball de Fi de Màster

Màster Universitari en Enginyeria Industrial

Estudi d'un convertidor de potència per a assajar inductàncies a diverses freqüències

MEMÒRIA

Autor: Albert Hernando Rodríguez
Director: Daniel Montesinos Miracle
Convocatòria: Febrer 2020



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

És ben sabut de la necessitat d'augmentar l'eficiència de tots els processos, així com de reduir el seu impacte envers el medi ambient. Això es deu, en gran part, a l'emergència climàtica en què viu la societat avui en dia. És per això, que actualment existeix una demanda creixent sobre components amb aplicació en camps tant diversos com: la mobilitat elèctrica i la transferència d'energia; així com la seva acumulació; entre d'altres. En aquest punt, entren en joc els components elèctrics objecte d'aquest projecte: les inductàncies. Seguint amb aquest rerefons, al llarg d'aquest informe es presentarà un mètode per tal de facilitar la tasca dels enginyers a l'hora de posar en marxa el disseny d'aquests components.

En aquest sentit, al llarg del present treball, es fa un primer estudi de tots els factors que intervenen i dificulten el disseny de les inductàncies; per a posteriorment veure les solucions que ofereix el mercat actualment. Finalment, es proposa un dispositiu que permet avaluar-ne les pèrdues en condicions de càrrega; dissipades en forma de calor i que, per tant, comporten un augment de la temperatura. Això constitueix un factor crític en molts dissenys i per això, es creu que serà d'una gran utilitat trobar un mètode per a poder avaluar-lo correctament.

Es vol tenir, doncs, un sistema que permeti avaluar l'escalfament de les inductàncies per a un ampli ventall de condicions de càrrega. En aquest sentit, es proposa una solució basada en un convertidor de potència, de topologia de pont en H, que es capaç de subministrar corrents continus i alterns amb un cert rissat d'alta freqüència.

En primer lloc, es duen a terme diverses simulacions amb el programa Simulink, per tal de poder tenir una primera idea del funcionament de la solució proposada i certificar-ne la seva idoneïtat per a l'objectiu del treball. En segon lloc, i per a poder complir tots els objectius establerts, es fa servir una plataforma actualment disponible al CITCEA-UPC, la qual s'ha configurat convenientment per tal d'adaptar-la a la proposta i, poder així, obtenir un dispositiu funcional. Posteriorment, es duren a terme proves d'escalfament, en condicions reals de càrrega, que permetran certificar la validesa de la solució proposada.

Com a últim punt, es donen unes directrius per tal de, en un futur, poder ampliar el contingut d'aquest projecte.

Index

1. INTRODUCCIÓ	11
1.1. Objectius del projecte	11
1.2. Abast del projecte	12
1.3. Motivació	13
1.3.1. Motivació industrial	13
1.3.2. Motivació personal	13
2. CARACTERITZACIÓ DELS COMPONENTS INDUCTIUS	15
2.1. Pèrdues del ferro	15
2.2. Pèrdues del coure	16
2.3. Efecte Fringing	16
2.4. Efectes a altes freqüències	18
2.4.1. Efecte pel·licular o <i>skin</i>	19
2.4.2. Efecte proximitat	22
3. DISPOSITIUS PER A L'ASSAIG D'INDUCTÀNCIES	25
3.1. Valor d'inductància	25
3.1.1. Esclaó de tensió	27
3.1.2. Mètode incremental	28
3.2. Pèrdues magnètiques i cicle d'histeresi	29
3.3. Basats en convertidors de potència	30
3.3.1. Convertidor buck	31
3.3.2. Convertidor boost	34
3.3.3. <i>Push-Pull</i>	36
3.3.4. <i>Half bridge</i>	37
3.3.5. Full bridge	38
3.3.6. Comparativa i proposta de solució	42
4. PLATAFORMA D'EMULACIÓ DE LES CONDICIONS DE TREBALL	44
4.1. Simulacions inicials	44
4.2. Plataforma de control	47
4.2.1. Subsistemes	48
4.2.2. Code Composer	49
4.3. Disseny del producte final	51
4.3.1. Configuració de la plataforma	52
4.3.2. Disseny dels experiments i resultats	53

5. PLANIFICACIÓ TEMPORAL	59
6. ESTUDI ECONÒMIC	60
7. IMPACTE MEDIAMBIENTAL	62
8. CONCLUSIONS	64
8.1. Accions futures	64
AGRAÏMENTS	66
BIBLIOGRAFIA	67
Referències bibliogràfiques	67

Index de figures

Figura 1. Dispersió de les línies de camp magnètic en el <i>gap</i> [4].	16
Figura 2. Efectes del <i>gap</i> sobre el cicle d'histèresi [5].	17
Figura 3. Diferències en la temperatura del bobinat en un nucli amb un sol <i>gap</i> (esquerra) i <i>gap</i> distribuït (dreta) [5].	18
Figura 4. Distribució de corrent en el conductor [2].	19
Figura 5. Augment de la resistència en funció del rati: radi del conductor vs <i>skin depth</i> .	20
Figura 6. Modificació del cicle d'histèresi amb la freqüència [3].	21
Figura 7. Distribució de corrent en dues capes successives [6].	22
Figura 8. Efecte proximitat d'una capa sobre l'altra [6].	22
Figura 9. Corbes de Dowell [2].	23
Figura 10. Pont inductiu de Maxwell [10].	25
Figura 11. Pont inductiu-capacitiu de Maxwell [10].	26
Figura 12. Circuit d'assaig per a inductàncies [2].	27
Figura 13. Circuit de mesura del mètode incremental [2].	28
Figura 14. Muntatge utilitzat per a mesurar el cicle d'histèresi [11].	29
Figura 15. Esquemàtic de l'etapa de potència d'un convertidor buck.	31
Figura 16. Interruptor tancat del buck.	31
Figura 17. Interruptor del buck obert.	32
Figura 18. Formes d'ona d'un reductor de tensió, en conducció contínua [12].	32
Figura 19. Relació del rissat de corrent amb el cicle de treball.	33
Figura 20. Esquemàtic de l'etapa de potència d'un convertidor boost.	34
Figura 21. Interruptor tancat del boost.	35

Figura 22. Etapa d'interruptor obert, <i>TOFF</i> .	35
Figura 23. Circuit de potència d'un convertidor <i>push-pull</i> .	36
Figura 24. Circuit de potència d'un convertidor <i>half-bridge</i> .	37
Figura 25. Circuit de potència d'un convertidor <i>full-bridge</i> .	38
Figura 26. Formes d'ona implicades a la commutació bipolar [14]	40
Figura 27. Formes d'ona implicades a la commutació unipolar [14].	41
Figura 28. Bobina usada en la simulació amb $L=2,2$ mH.	44
Figura 29. Circuit de control per a un <i>full bridge</i> dc-ac en commutació bipolar.	44
Figura 30. Circuit de control per a un <i>full bridge</i> dc-ac en commutació unipolar.	45
Figura 31. Circuit de potència del pont en H, representat amb Simulink.	45
Figura 32. Ones de corrent obtingudes de la simulació del sistema.	46
Figura 33. Plataforma de control de motors.	47
Figura 34. Placa CDM2480. [15][16]	49
Figura 35. Vista de l'entorn de treball, amb la <i>watch window</i> (superior) i la finestra de programació (inferior).	50
Figura 36. Comparació de la portadora i la moduladora [17].	52
Figura 37. Diagrama de blocs del programa.	53
Figura 38. Muntatge dissenyat per a l'obtenció dels resultats de l'emulació.	54
Figura 39. Diferència entre les sortides de les dues branques del pont.	55
Figura 40. Evolució temporal del corrent que circula a través de la bobina en la configuració trossejadora.	55
Figura 41. Proves d'escalfament aplicant un corrent continu amb rissat de 10 kHz.	56
Figura 42. Evolució temporal del corrent que circula a través de la bobina en la	

configuració inversora.	57
Figura 43. Proves d'escalfament aplicant un corrent altern amb rissat de 10 kHz.	57
Figura 44. Planificació del projecte.	59

Index de taules

Taula 1. Comparativa dels inversors.	43
Taula 2. Valors obtinguts de les simulacions.	46
Taula 3. Recull dels formats $Qx[16]$	51
Taula 4. Dades tècniques de la mostra amb entreferro central	53
Taula 5. Dades tècniques de la mostra amb entreferro distribuït	54
Taula 6. Cost associat al material electrònic	60
Taula 7. Cost associat a la utilització de programes informàtics	60
Taula 8. Cost d'enginyeria	61
Taula 9. Cost de l'electricitat	61
Taula 10. Import total del projecte	61
<i>Taula 11. Petjada de CO₂.</i>	63

Glossari

- CITCEA: Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments.
- AC: Corrent altern (provinent de l'anglès *Alternating Current*).
- DC: Corrent continu (provinent de l'anglès *Direct Current*).
- μ_i : Permeabilitat inicial del nucli.
- μ_e : Permeabilitat efectiva del nucli.
- A_e : Àrea efectiva.
- L_e : Longitud efectiva.
- σ : Conductivitat del material.
- N_1 : Nombre d'espires del bobinat primari.
- N_2 : Nombre d'espires del bobinat secundari.
- f_c : Freqüència de commutació.
- MOSFET: Transistor d'efecte de camp (provinent de l'anglès *Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*).
- PWM: Modulació per ample de polsos (provinent de l'anglès *Pulse Width Modulation*).
- DSP: Processador digital de senyals (provinent de l'anglès *Digital Signal Processor*).
- DSK: Kit d'iniciació per a DSPs (provinent de l'anglès *DSP's Starter Kit*).
- ADC: Convertidor analògic-digital (provinent de l'anglès *Analog to Digital Converter*).
- BLDC: Motor brushless (provinent de l'anglès *Brushless Direct Current*).
- JTAG: Port paral·lel per a proves (provinent de l'anglès *Joint Test Action Group*).
- CPU: Unitat central de processament (provinent de l'anglès *Central Processor Unit*).

1. Introducció

Durant els últims anys, cada cop és més gran el nombre de fonts d'alimentació commutades en ús, en detriment de les fonts d'alimentació lineals. Aquest canvi es deu, en certa mesura, a l'elevada eficiència amb la que treballen les primeres; amb un valor notablement superior al presentat per les fonts lineals [1].

Les fonts commutades són utilitzades en aplicacions de transmissió d'alta potència i, la diferència bàsica de funcionament respecte les lineals, consisteix en la zona d'operació del transistor de potència; que opera entre les regions de tall i saturació. D'aquesta manera, les pèrdues d'efecte Joule són molt més petites que a les fonts lineals, on el transistor actua dins la zona de conducció. Una altra característica destacada de les primeres, n'és el fet de treballar amb freqüències elevades; fet que implica la necessitat d'un transformador de tamany més reduït que el de les fonts lineals. Per contrapartida, produeixen un soroll d'elevada freqüència que caldrà eliminar.

Una aplicació important d'aquest tipus de fonts, són els convertidors de potència, tant inversors, com en rectificadors i també en configuracions de *dc-dc*; on partint d'una font d'alimentació de corrent continu o altern, es tenen diversos dispositius interruptors, generalment transistors, que permeten o bloquegen el pas del corrent en funció d'un senyal de control.

1.1. Objectius del projecte

Des d'un primer moment, aquest Treball de Fi de Màster ha estat pensat com una forma d'expandir els coneixements de l'autor en el camp de l'Electromagnetisme i l'Electrònica de Potència; aprofitant l'experiència obtinguda a l'empresa Prax, que es dedica a la fabricació d'inductàncies i transformadors.

D'aquesta manera, el present treball es centra en uns components passius, presents les fonts commutades de subministrament de potència: les inductàncies. En aquesta línia, es pretén dissenyar un mètode per facilitar l'anàlisi de les pèrdues que hi són presents; així com els efectes que hi provoquen els canvis en la freqüència del corrent aplicat. De la mateixa manera, permetrà veure el comportament tèrmic del material.

L'assoliment d'aquesta fita doncs, ha de permetre poder predir l'escalfament, provocat per les

pèrdues de potència del component d'estudi; sota unes condicions de treball determinades, així com també el fet de veure i quantificar les conseqüències reals de petites modificacions en el disseny.

1.2. Abast del projecte

En conseqüència, es pretén dissenyar i construir un convertidor monofàsic que, en funció d'una seqüència de commutació dels transistors, permeti obtenir ones, tant de corrent continu com altern; les quals es faran passar a través de la inductància per tal de poder mesurar-ne l'escalfament provocat per les pèrdues de potència del mateix. Com també s'ha comentat, un dels punts a avaluar són els efectes de la freqüència sobre el comportament de les inductàncies.

Des d'un punt de vista més tècnic, es disposa de diverses topologies de convertidors que permeten realitzar les proves esmentades en el punt anterior. Per tal de decidir la configuració a utilitzar, s'han plantejat totes les opcions possibles per tal de dissenyar un convertidor que pugui actuar, tant en condicions de *dc-dc* com de *dc-ac*. Això és: *half-bridge*, *full-bridge* i *push-pull*. En aquest sentit, es decideix treballar amb la topologia *full-bridge*, ja que permet operar en totes quatre combinacions de signes de tensió i corrent, fenomen conegut com a topologia quatre quadrants.

Per tal d'acotar una mica la complexitat del projecte, es decideix fer un primer estudi amb una font d'alimentació de corrent continu i, limitant la tensió d'entrada del inversor a 24 V. De la mateixa manera, es limita la freqüència de commutació a 10 kHz. Amb això, s'aconseguirà obtenir un punt de partida per a una futura construcció d'un aparell que permeti avaluar inductàncies sota qualsevol condició de treball; és a dir, sense limitacions.

1.3. Motivació

1.3.1. Motivació industrial

Un dels motius de l'autor a l'hora de triar aquest projecte és el fet de treballar en una empresa dedicada al disseny d'inductàncies, ja siguin *chokes* o transformadors. Per tant, es podria dir que és una forma d'avaluar, i també d'ampliar els coneixements adquirits durant la, fins al moment, curta vida professional de l'autor del treball. Ha resultat força engrescador el fet de treballar en una empresa molt jove, on no es disposa d'un dispositiu específic per a poder realitzar tests en corrent altern sobre les inductàncies dissenyades. D'aquesta manera, únicament es poden realitzar proves en corrent continu; despreciant així molts factors que s'explicaran al llarg del present document.

Per tant, s'ha pensat aquest projecte, com l'oportunitat de desenvolupar el principi d'un equip, que suposi un avantatge comparatiu respecte als aparells que fins ara s'usen a l'empresa. En aquest sentit, es treballa per a obtenir una solució a partir d'un convertidor de potència que permeti avaluar els dissenys sobre un ampli ventall de condicions de treball. Amb aquesta finalitat, doncs, s'analitzaran diverses topologies presents en el mercat; concloent-se que la configuració de pont en H o *full-bridge*; és la que presenta unes millors qualitats per a ajustar-se a aquest projecte.

1.3.2. Motivació personal

Aquest repte es presenta com una bona oportunitat per a complementar els coneixements adquirits en assignatures ja cursades durant el Grau d'Enginyeria en Tecnologies Industrials i el Màster d'Enginyeria Industrial realitzats a l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, amb el disseny i construcció d'un dispositiu funcional. Tot això, suposa una gran oportunitat per aprendre i millorar dins l'àmbit de l'Electrònica de Potència; tot intentant poder quantificar els diversos factors que són presents en el procés comentat, per tal de trobar uns resultats més fidels a la realitat.

Els reptes i finalitats descrites, dotaran al projectista d'una major experiència i polivalència, dins de la seva especialitat; fet que, se'ns dubte, és un gran valor afegit per al futur

professional i una bona oportunitat de creixement. Per altra part, el fet de combinar coneixements de diversos camps del món de l'enginyeria i aplicar-los, pot suposar noves possibilitats laborals de cara al futur.

2. Caracterització dels components inductius

L'objectiu principal doncs, és el de quantificar, des d'un punt de vista tèrmic, les pèrdues de l'inductor. Si s'aprofundeix més en dit concepte, aquest es divideix en dues fonts de procedència: pèrdues del coure o bobinat i pèrdues del nucli o del ferro. En aquesta direcció, tot seguit; se'n farà un estudi descriptiu, per tal de donar una idea de tots aquells fenòmens i paràmetres significatius que hi intervenen i que per tant, són crítics en el disseny del component magnètic.

2.1. Pèrdues del ferro

Són les produïdes per la força de fricció, a nivell mol·lecular, que s'oposa als canvis d'orientació de les línies de flux magnètic a través del nucli [2]. Per tant, únicament prenen importància quan s'està parlant d'un camp magnètic degut a l'aplicació de corrent altern. Cal destacar que es descomponen en dos components; una de baixa freqüència i una d'alta, de manera que:

$$P_C = P_{LF} + P_{HF}$$

Equació 1

Tot seguit, es farà una explicació de la component a baixa freqüència, deixant per a més endavant, en aquest mateix capítol, la definició de la segona. Partint de les Lleis de Faraday i Ohm, s'obté la següent l'expressió de la tensió alterna aplicada en un bobinat:

$$V_{AC} = R \cdot I + N \cdot \frac{d\phi}{dt}$$

Equació 2

Considerant l'*Equació 2* i la llei d'Ampère, on $H \cdot l = N \cdot I$, tenint en compte també la definició del flux magnètic, on $\phi = B \cdot A$, s'obté el següent:

$$P_{pèrdues} = V_{AC} \cdot I_{RMS} = R \cdot I_{RMS}^2 + H \cdot \frac{dB}{dt} \cdot V_{ef} = P_{Cu} + P_{Fe}$$

Equació 3

Prenent el terme corresponent a les pèrdues del ferro o equivalentment, pèrdues del nucli; es pot veure com la integral d'aquest respecte del temps i dividida pel volum efectiu del nucli, correspon a l'àrea encerclada per la corba B-H del material, coneguda com a cicle d'histèresi. Per tant, l'àrea encerclada pel cicle d'histèresi es correspon amb les pèrdues específiques del nucli a baixa freqüència.

2.2. Pèrdues del coure

Les pèrdues del bobinat o del coure d'un inductor es deuen a la resistència del fil utilitzat per a embolcallar el nucli i a la intensitat de corrent que s'hi fa passar. Es poden calcular, per l'efecte Joule, segons la fórmula següent:

$$P_{CU} = I_{RMS}^2 \cdot R_{AC} \quad \text{Equació 4}$$

On la I_{RMS} correspon al valor efectiu del corrent, mentre que la R_{AC} o, equivalentment, la resistència en corrent altern; és una modificació, com s'explicarà en el subcapítol 2.4, de la resistència mesurada en corrent continu o R_{DC} , la qual es pot calcular mitjançant la següent expressió:

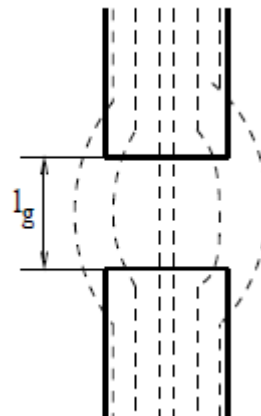
$$R_{DC} = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad \text{Equació 5}$$

Correspon a la resistència d'un conductor amb longitud l i secció S . Per altra part, la resistivitat (ρ), depèn de la temperatura, segons:

$$\rho(T) = \rho(T_0) \cdot [1 + \alpha_{T_0} \cdot (T - T_0)] \quad \text{Equació 6}$$

2.3. Efecte Fringing

Aquest fenomen es deu a la dispersió de les línies de camp magnètic, tal com s'indica a la *Figura 1*, per la presència d'un tall o interrupció en el material del nucli de l'inductor. El tall, entreferro o *gap* en el material magnètic, és una incisió en la secció d'aquest, on les línies de camp circulen a través de l'aire. Dit efecte, com s'explicarà a continuació, té conseqüències tant a nivell energètic com a nivell magnètic.



A nivell magnètic, la introducció de l'entreferro suposa una disminució en la permeabilitat efectiva del material magnètic, amb la consegüent caiguda de la inductància

Figura 1. Dispersió de les línies de camp magnètic en el gap [4].

resultant, com es dedueix de l'aplicació l'Equació 7 i l'Equació 8. Això, alhora implica un increment en el corrent de saturació del material [5].

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{l_g \cdot \mu_i}{l_e}}$$

Equació 7

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot N^2}{\frac{l_e}{A_e}}$$

Equació 8

En termes energètics, es produeix un augment de les pèrdues en els conductors que es troben propers al *gap*, degut a que el flux dispersat genera uns corrents paràsits, anomenats corrents d'Eddy, en el bobinat més proper. Aquests corrents, s'expliquen amb més detall al llarg de la secció 2.4

Per tal de tenir més coneixement sobre aquest efecte i les seves conseqüències, s'han dut a terme diversos estudis, que tracten alguns mètodes per tal d'intentar reduir-ne les conseqüències. Tot seguit es presenten dos d'aquests procediments: la implementació d'un *gap* o entreferro distribuït equivalent i la reducció de la secció del fil proper a la zona de l'entreferro [5][8]. Aquest últim, s'explicarà més endavant.

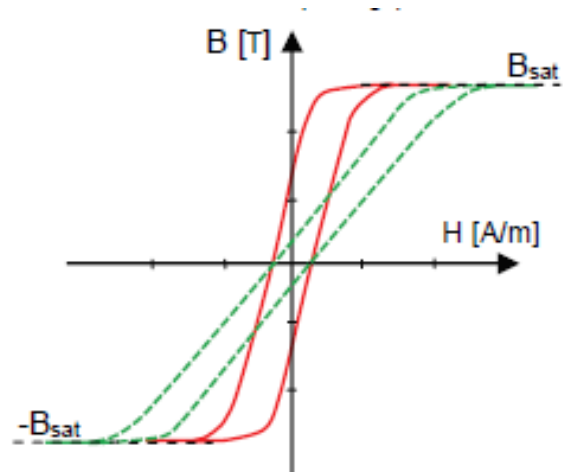


Figura 2. Efectes del gap sobre el cicle d'histeresi [5].

El primer dels procediments presentats, constitueix una forma senzilla i molt intuïtiva de reduir les conseqüències d'aquest efecte. Com es pot deduir de la Figura 1, la dispersió de les línies de camp, està directament relacionada amb la dimensió de l'entreferro o *gap*, l_g ; per tant, amb la realització de diverses incisions més petites i repartides al llarg de tot el nucli, de manera que sigui magnèticament equivalent al *gap* inicial, la interacció del flux dispersat amb el bobinat serà menor, el que comportarà una reducció de la temperatura [5].

Cal tenir en compte que, en l'exemple mostrat a la Figura 3, s'ha dividit l'entreferro de la imatge de l'esquerra en dos de més petits, tals que la suma de tots dos sigui l'equivalent a l'original.

D'aquesta forma, la μ_e és manté constant per als components de totes dues imatges.

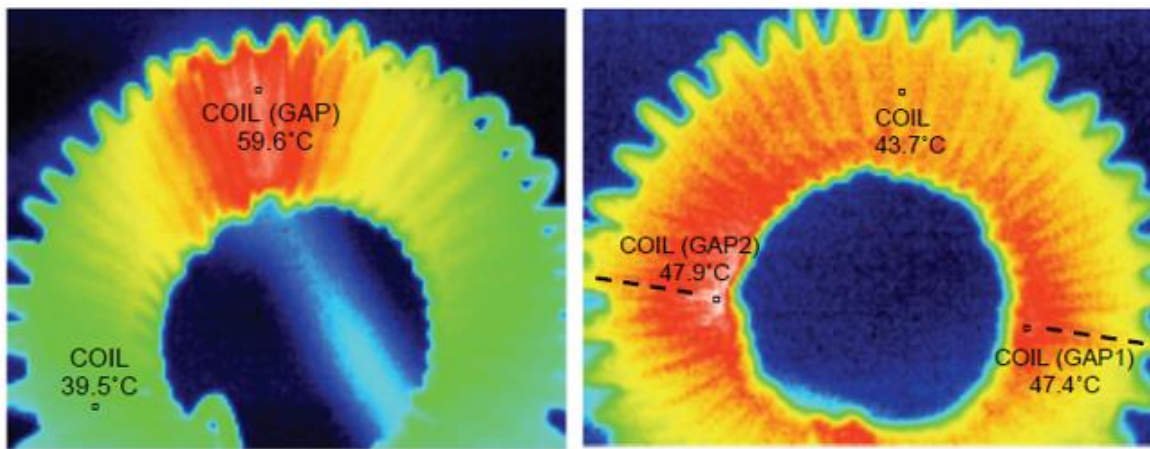


Figura 3. Diferències en la temperatura del bobinat en un nucli amb un sol gap (esquerra) i gap distribuït (dreta) [5].

2.4. Efectes a altes freqüències

Quan es sotmet l'inductor a un corrent altern, o bé quan en l'ona aplicada hi apareix un rissat a altes freqüències, es donen uns certs efectes que fan augmentar tant les pèrdues del nucli com les del bobinat, donant pas a un increment tèrmic en l'inductor durant el seu funcionament. Aquest fet és, se'ns dubte, un factor a tenir en compte a l'hora de procedir al disseny magnètic, ja que implicarà haver de treballar amb un volum major, per tal de tenir una àrea de dissipació de calor més gran i, evitar així un sobreescalfament del dispositiu.

2.4.1. Efecte pel·licular o *skin*

Quan un conductor es sotmet a un camp magnètic produït per un corrent altern, aquest induïx els anomenats corrents d'*Eddy*, els quals s'oposen a la direcció del camp aplicat originalment [2]. A continuació, es parlarà sobre les conseqüències que aquest esdeveniment té sobre les pèrdues totals d'un inductor.

2.4.1.1. Conseqüències sobre les pèrdues del coure

Els corrents d'*Eddy* contraresten part del corrent que circula per centre del conductor, de tal manera que la secció útil del fil es troba únicament prop de les parets del mateix, tal com s'observa a la *Figura 4*, on dit fenomen s'indica amb línies discontinües. D'aquesta manera es produeix una disminució de la densitat de corrent a la part central del fil, tot reduïnt la secció de pas i en conseqüència, incrementant, segons l'*Equació 10*, la resistència del conductor.

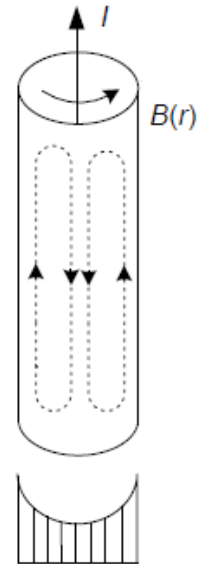


Figura 4. Distribució de corrent en el conductor [2].

Per tal d'entendre una mica millor tot això, cal introduir un concepte particularment important: la profunditat superficial o *skin depth*. Concretament, representa el radi de fil màxim sobre el qual, la distribució de corrent romandria uniforme al llarg de tota la secció transversal del fil [2]. Dit d'una altra manera, representa el gruix de la corona circular per la qual circulen la gran majoria dels electrons i depèn, en termes generals, de la freqüència del corrent aplicat i del tipus de material. És doncs, una manera de quantificar la secció útil del conductor i, es calcula segons l'*Equació 9*:

$$\delta_0 = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_e \cdot \sigma}}$$

Equació 9

Es veu per tant, com la secció útil, es reduirà en augmentar la freqüència de treball, la permeabilitat del material i la conductivitat. A partir d'aquest concepte, fent diverses modificacions de l'equació de Bessel, es pot calcular la relació de la resistència real associada al conductor, o R_{AC} , i el valor abans obtingut segons l'*Equació 5*. No obstant, per a simplificar els càlculs, es consideren les següents expressions [2]:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \begin{cases} 1 + \frac{\left(\frac{r_0}{\delta_0}\right)^4}{48 + 0,8 \cdot \left(\frac{r_0}{\delta_0}\right)^4} & \frac{r_0}{\delta_0} < 1,7 \\ 0,25 + 0,5 \cdot \left(\frac{r_0}{\delta_0}\right) + \frac{3}{32} \cdot \left(\frac{\delta_0}{r_0}\right) & \frac{r_0}{\delta_0} > 1,7 \end{cases} \quad \text{Equació 10}$$

Una forma, potser més senzilla i totalment vàlida, d'entendre el concepte de R_{AC} , seria el de interpretar-ho com la resistència que tindria el corrent continu, passant per una secció de radi igual a la profunditat superficial, prèviament calculada. D'aquesta forma, l'increment de resistència al pas del corrent, s'interpreta segons la *Figura 5*.

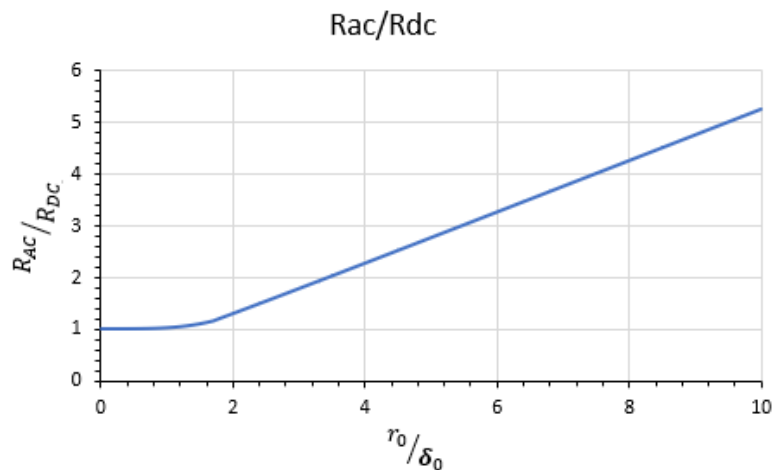


Figura 5. Augment de la resistència en funció del ratio: radi del conductor vs skin depth.

Si la freqüència és molt elevada, la profunditat superficial esdevé un valor negligible respecte al radi i, en aquest cas, es pot fer la següent aproximació:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} \approx 0,5 \cdot \frac{r_0}{\delta_0} \quad \text{Equació 11}$$

2.4.1.2. Conseqüències sobre les pèrdues del ferro

És important destacar, que un augment de la freqüència del corrent aplicat, comporta també un creixement de les pèrdues produïdes en el nucli de l'inductor, degut a la introducció de les mateixes components paràsites de corrent, ja que no es pot oblidar que també és conductor de l'electricitat.

Fàcilment, segons l'Equació 12 o equació de Steinmetz, es pot veure com un augment de la freqüència, implica un increment de les pèrdues

del nucli. Això queda exemplificat a la Figura 6, on es pot comprovar que una freqüència major de l'ona aplicada, fa créixer l'àrea encerclada pel cicle d'histeresi. L'equació de Steinmetz, permet definir les pèrdues per unitat de volum en el nucli, sota qualsevol corrent sinusoïdal.

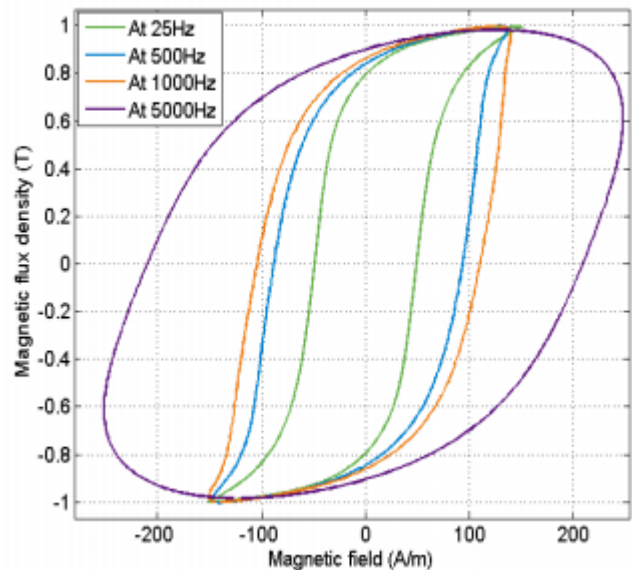


Figura 6. Modificació del cicle d'histeresi amb la freqüència [3].

$$p_{core} = K_c \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta$$

Equació 12

D'altra banda, doncs, de manera similar al comentat a l'inici de la secció 2.4.1, es crea una disminució de flux magnètic en el centre del nucli, fet que dona lloc a una disminució de la inductància de la bobina.

Aquests corrents, són també coneguts com a corrents de Foucault. Un mètode per tal d'eliminar-los, consisteix a incrementar la resistència del material ferromagnètic, fet que s'aconsegueix laminant el nucli [2] [7].

2.4.2. Efecte proximitat

També degut a la presència dels corrents d'*Eddy*, aquest fenomen provoca un augment de les pèrdues del bobinat o pèrdues en el coure. Concretament, l'efecte proximitat apareix quan es tenen diversos conductors, situats l'un proper a l'altre, de tal forma que es produeix una acumulació d'aquests corrents paràsits, els quals es generen, majoritàriament, a la zona superficial de cada fil [2][6]. Un exemple de les conseqüències d'aquest fenomen, es representen a la *Figura 7*, on s'esquematitzen els conductors de dues capes successives d'un transformador; essent els

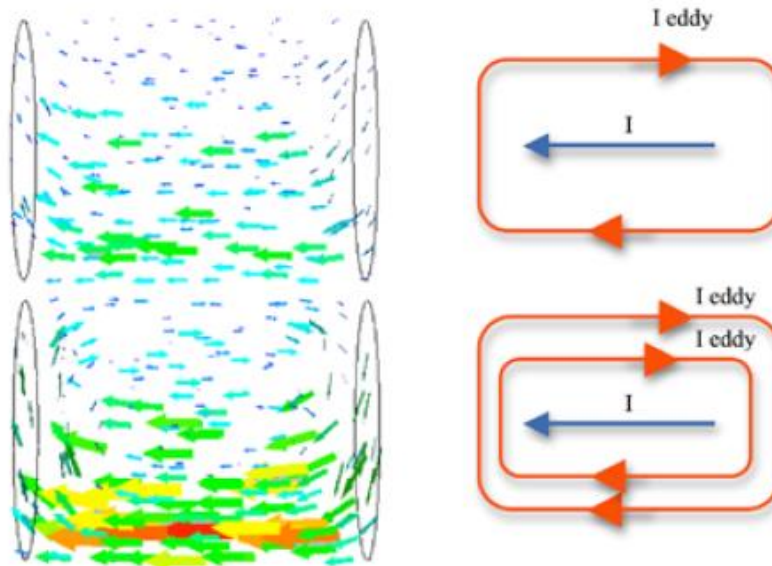


Figura 7. Distribució de corrent en dues capes successives [6].

fil que queda a la part superior de la imatge, el més proper al nucli. A la imatge es pot veure com hi ha una major densitat de corrent a la zona més propera a la superfície externa de l'inductor.

Cal destacar que a mesura que el nombre de conductors propers els uns als altres, augmenta, les conseqüències negatives provocades per aquest fenomen, són més significatives. Un exemple d'això n'és el cas representat a la *Figura 8*, on es té un transformador amb un bobinat dividit en dues capes. En aquest cas, els corrents d'*Eddy* generats pels conductors de la primera capa; essent aquests els quatre conductors interns, fan disminuir la densitat de corrent a la cara interna, tal i com queda exemplificat a la *Figura 7*. Per altre part, aquests corrents es combinen amb els generats pel

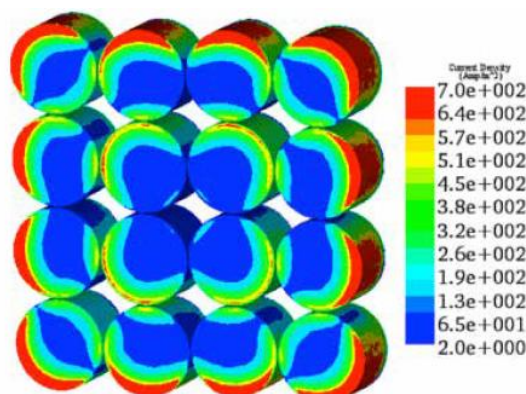


Figura 8. Efecte proximitat d'una capa sobre l'altra [6].

propis conductors de la capa exterior, i fan augmentar la densitat de corrent que circula per la superfície externa de la segona capa.

Actualment, existeixen diversos mètodes per a evaluar les conseqüències d'aquests dos fenòmens. Per tal d'obtenir una precisió elevada, s'usa l'anàlisi mitjançant elements finits. No obstant, donada la dificultat, així com l'alt nivell de preparació requerit per part del personal i l'elevat temps de computació; actualment es solen fer servir altres alternatives com, per exemple, el mètode de *Dowell*, el qual es basa en l'ortogonalitat d'ambdós efectes [2], de tal manera que es calculen per separat i, posteriorment, se n'adicionen els resultats. Per tant, el valor resistiu final, seguint aquest procediment, es calcula amb la fórmula següent:

$$R_{ac} = R_{dc} \cdot \Delta \cdot \left[\frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta} + \frac{2 \cdot (m^2 - 1)}{3} \cdot \frac{\sinh \Delta - \sin \Delta}{\cosh \Delta + \cos \Delta} \right] \quad \text{Equació 13}$$

On el primer terme de l'equació, correspon a l'efecte pel·licular, mentre que el segon, correspon a l'efecte proximitat. Es pot comprovar però, que aquesta aproximació només té en compte l'efecte proximitat que generen els conductors d'una capa envers els d'una altra, tot negligint els efectes entre fils d'una mateixa capa. Això és del tot assumible ja que l'impacte de l'efecte proximitat, augmenta en gran mesura com més capes de conductors es tenen [6].

Una altra forma, més ràpida i senzilla de predir la resistència final, és mitjançant el mètode gràfic, fent servir les corbes de *Dowell*, que es mostren a la *Figura 9*, essent p el nombre de

capas del transformador o inductor. En aquesta expressió, Δ es correspon a un factor, calculat convenientment segons el diàmetre del conductor, la profunditat superficial i un factor de porositat [2].

Una forma molt comú d'evitar o reduir les conseqüències no desitjades dels efectes pel·licular i proximitat, consisteix a realitzar els bobinats amb l'anomenat fil de litz. Aquest tipus de fil, consta de diversos fils més prims aïllats i entrellaçats entre ells, de tal forma que tots ells passin per totes les posicions possibles al llarg de la longitud total [2][9].

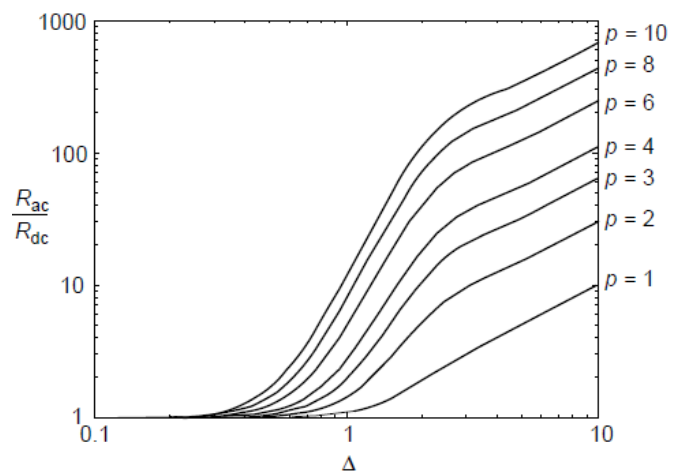


Figura 9. Corbes de Dowell [2].

En primer lloc, cal seleccionar-lo adientment segons l'aplicació, és a dir, cal que estigui format per diversos fils de gruix menor a la profunditat superficial. D'aquesta manera, s'aconsegueix evitar l'aparició de l'efecte pel·licular. Per altra banda, la tècnica de transposició, que implica un entrellaçament perfecte, s'encarrega d'uniformar el camp magnètic al qual estan exposats cadascun dels fils que el componen; reduïnt així, en gran mesura, l'efecte proximitat i aconseguint una distribució uniforme del corrent a cada fil. En última instància, això també comporta, tal i com ja s'ha comentat, una reducció de l'escalfament degut a les pèrdues provocades per la dispersió del flux magnètic [8].

3. Dispositius per a l'assaig d'inductàncies

Com ja ha estat comentat, la necessitat que es planteja a l'inici d'aquest projecte, és la de poder quantificar els efectes del corrent, tant a nivell tèrmic com a nivell magnètic, sobre les inductàncies de treball. En aquest sentit, es disposa de diverses opcions sobre les què actuar i, actualment ja disponibles en el mercat. Aquestes van, des de convertidors de potència, per a generar una forma d'ona determinada; fins a dispositius especialitzats, per a extreure una característica en concret del dispositiu que es vol estudiar.

3.1. Valor d'inductància

Antigament, els mètodes més usats per a mesurar el valor autoinductiu d'una bobina eren els ponts de corrent altern, amb estructures similars al pont de Wheatstone, com els de Maxwell, Anderson, Owen i Hay [10]. A continuació, se'n donen els trets més característics.

En primer lloc, el de Maxwell presenta dos variants: el pont inductiu de Maxwell i l'inductiu-capacitiu. El primer, permet calcular el valor del component inductiu real (L_1 i R_1), a partir de resistències pures i una inductància variable. Per tal de poder obtenir la informació desitjada, operant amb el dispositiu de la *Figura 10*, es varien els components L_2 , R_3 i R_4 fins a arribar a la condició d'equilibri, on $I_D = 0$. A partir d'aquest punt, cal aplicar convenientment les lleis de Kirchoff per a arribar a les següents expressions:

$$L_1 = L_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

Equació 14

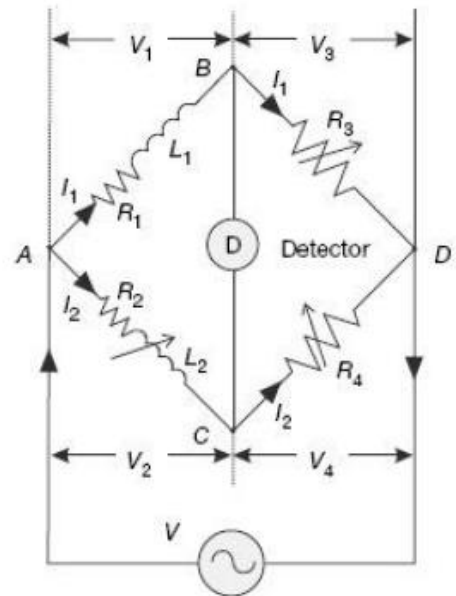


Figura 10. Pont inductiu de Maxwell [10].

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

Equació 15

Per altra part, el pont inductiu-capacitiu, esquematitzat a la *Figura 11*, permet calcular el valor desconegut d'un inductor (L_1 i R_1), a partir de resistències, fixes i variables, i un condensador. En aquest cas, després d'operar convenientment amb els diversos components, per tal d'obtenir un corrent nul en el detector; l'equació resultant per a la resolució del circuit, és:

$$L = C_4 \cdot R_2 \cdot R_3$$

Equació 16

$$R_1 = R_2 \cdot \frac{R_3}{R_4}$$

Equació 17

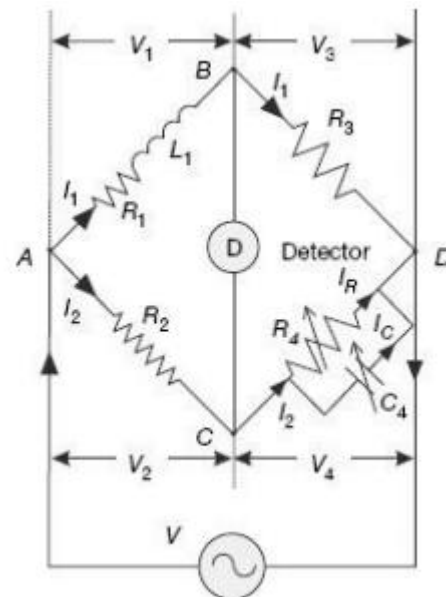


Figura 11. Pont inductiu-capacitiu de Maxwell [10].

Existeixen d'altres variants per a la realització d'aquesta mesura, essent aquestes els ponts d'Anderson, Hay i Owen [10]. És convenient destacar-ne el segon, el qual s'usa per a mesurar inductàncies amb un factor Q elevat; definint Q com el grau d'idealitat de l'inductor:

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

Equació 18

No obstant, amb el pas del temps, els procediments presentats han quedat en desús. A continuació, s'explicaran dues metodologies que s'usen actualment, segurament més intuïtives, per tal de obtenir el mateix resultat.

3.1.1. Es glaó de tensió

Aquest mètode de mesura, consisteix en aplicar un es glaó de tensió sobre un inductor, modelitzat amb una resistència i una inductància ideal en sèrie. S'usa per a trobar el valor quasiestàtic d'una inductància o, equivalentment, per a baixes freqüències.

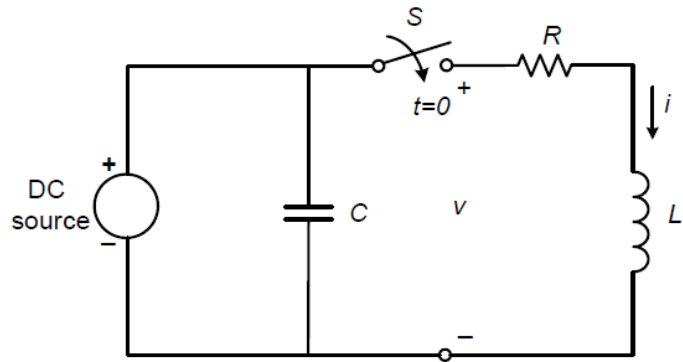


Figura 12. Circuit d'assaig per a inductàncies [2].

El circuit per a l'assaig, conté també un condensador d'elevada capacitat i un interruptor, segons es pot veure a la Figura 12. El principi de funcionament que el regeix, consisteix a carregar el condensador amb la font de tensió. Posteriorment, es tanca l'interruptor i apareix una tensió constant a tot el circuit, gràcies al condensador. El corrent resultant es pot mesurar mitjançant una resistència *shunt*. Amb aquest procediment, també es pot trobar el corrent de saturació de la bobina.

La resolució per al càlcul de la inductància, es redueix a l'aplicació de la 2^a Llei de Kirchoff o llei de malles:

$$V = R \cdot I + \frac{d\phi}{dt}$$

Equació 19

Després de discretitzar i reescriure convenientment l'Equació 19, en resulten les següents expressions, essent Δt l'interval de temps entre dues mesures consecutives:

$$V = R \cdot I_k + \frac{\phi_k - \phi_{k-1}}{\Delta t}$$

Equació 20

$$\phi_k = V \cdot \Delta t - R \cdot I_k \cdot \Delta t + \phi_{k-1}$$

Equació 21

A partir d'aquí, es pot obtenir el valor de la inductància L, amb l'aplicació de:

$$L = \frac{\phi_k}{I_k}$$

Equació 22

3.1.2. Mètode incremental

Aquest segon mètode és usat per a detectar les conseqüències de l'aplicació d'un *offset* o biaix de corrent continu sobre un corrent altern inicial [2]. Seguint aquest procediment d'aplicació del corrent, s'aconsegueix obtenir una intensitat de corrent continu amb un cert rissat.

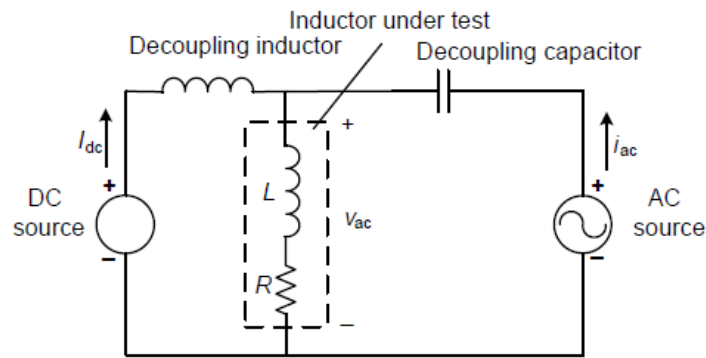


Figura 13. Circuit de mesura del mètode incremental [2].

Per a ser capaç d'aconseguir aquesta forma de corrent, es necessita disposar d'una font de corrent continu, així com d'una tensió alterna. Amb aquesta finalitat, s'usa un circuit format per dues malles totalment desacoblades, on una d'elles s'encarrega de portar el corrent altern i l'altra, el corrent continu.

Cal destacar el condensador i l'inductor, la finalitat dels quals és desacoblar els corrents pertinents, per tal d'assegurar un bon funcionament del circuit. Amb les mesures obtingudes de tensió i corrent altern, i fent ús de les equacions que s'exposen a continuació, es pot calcular el valor incremental de la inductància.

$$Z = \frac{V_{AC}}{I_{AC}}$$

Equació 23

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega \cdot L_{AC})^2}$$

Equació 24

$$L_{AC} = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{V_{AC}^2}{I_{AC}^2}}$$

Equació 25

Aquest procediment és molt utilitzat per a realitzar tests sobre les condicions de càrrega completa que actuaran un cop muntades en el dispositiu final.

3.2. Pèrdues magnètiques i cicle d'histèresi

En aquesta secció, s'analitzarà un mètode experimental utilitzat per a definir les pèrdues del ferro i el cicle d'histèresi de cada nucli. S'exclouen d'aquest estudi les pèrdues del bobinat; degut a la gran dificultat de poder analitzar-les per separat, tot mantenint-hi la contribució dels efectes que hi són presents; especialment l'efecte proximitat.

Una de les formes més adequades per a la mesura d'aquests paràmetres, consisteix en monitoritzar les dades de corrent i tensió en un nucli amb un bobinat primari i un secundari [11]. Per a poder realitzar aquestes mesures, es necessita una font de potència, un generador de funcions; per tal de subministrar una ona de corrent determinada; així com un oscil·loscopi que permeti visualitzar les ones de corrent i de tensió. Amb això, s'introdueix un cert corrent d'excitació en el primari, a partir del qual es calcula la força magnetomotriu, H ; seguidament, amb la mesura de la tensió del bobinat secundari, s'extreu la densitat de flux magnètic (B).

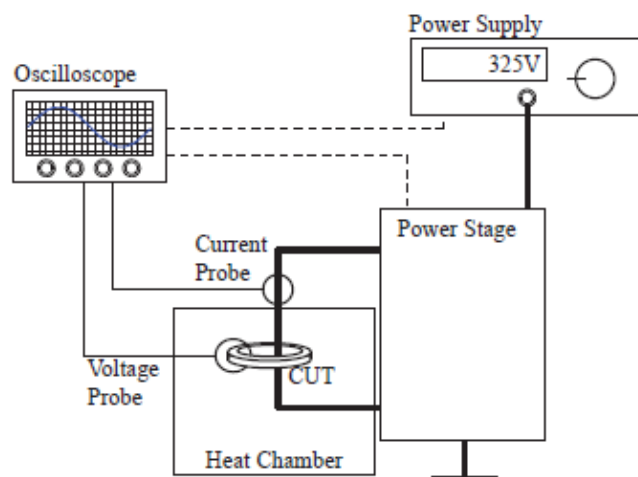


Figura 14. Muntatge utilitzat per a mesurar el cicle d'histèresi [11].

En aquest cas, el generador està format per un convertidor *full-bridge* que, de la mateixa forma que el dispositiu que es vol construir en aquest projecte, que pot generar diverses formes de corrent. També es pot afegir una cambra de calor, com s'observa a la *Figura 14*, la finalitat de la qual es poder avaluar les pèrdues a diferents temperatures. Seguint aquest procediment, les expressions utilitzades per al càlcul de la força magnetomotriu i de la densitat de flux magnètic, són:

$$B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot A_e} \cdot \int_0^T v_2(t) \cdot dt$$

Equació 26

$$H(t) = \frac{N_1 \cdot i_1(t)}{l_e}$$

Equació 27

Integrant les expressions anteriors dins del terme corresponent a les pèrdues del ferro de l'Equació 3, s'arriba a obtenir l'expressió de les pèrdues per a aquest experiment:

$$\frac{P}{V} = \frac{f \cdot \int_0^T i_1(t) \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot v_2(t) \cdot dt}{A_e \cdot l_e}$$

Equació 28

Existeixen altres tècniques per a mesurar les pèrdues del nucli, que es basen en la mesura de la calor que desprenen el material ferromagnètic a través de calorímetres [11]. No obstant, aquests mètodes comporten una mesura molt més lenta i feixuga.

3.3. Basats en convertidors de potència

Arribat aquest punt, es busquen solucions per a la problemàtica plantejada, en forma de convertidors de potència. En aquest sentit, no constitueixen cap mètode explícit per a la caracterització d'una inductància, però es considera que permeten exposar-la a unes condicions de treball determinades, segons les condicions de corrent i tensió que se n'obté a la sortida i per tant, s'inclouen dins d'aquest capítol.

Es classifiquen en convertidors *dc-dc* o trossejadors i en inversors, essent capaços; aquests últims, de transformar un corrent continu en altern. Finalment, existeixen topologies *ac-dc* o rectificadors; els quals no s'han tingut en compte, ja que no són objecte d'estudi d'aquest treball. Per tal de procedir a explicar-ne el funcionament, s'assumirà la idealitat de cadascun dels circuits.

En primer lloc, cal anomenar els convertidors de potència *dc-dc*, entre els quals hi ha: el convertidor *buck* o *step-down*, *boost* o *step-up*, *forward*, *cúk*, *flyback*..... Amb la finalitat de no

allargar en excés aquest apartat, se n'explicaran les dues topologies més senzilles, a partir de les quals se'n deriven les altres [12][13]: el reductor o *step-down* i l'elevador o *step-up*.

3.3.1. Convertidor buck

És un reductor de tensió. El *buck* o *step-down*, s'usa per reduir el valor d'una tensió contínua d'entrada a una tensió, igualment contínua, de sortida. A continuació, és mostra l'esquema elèctric del circuit de potència d'aquest dispositiu:

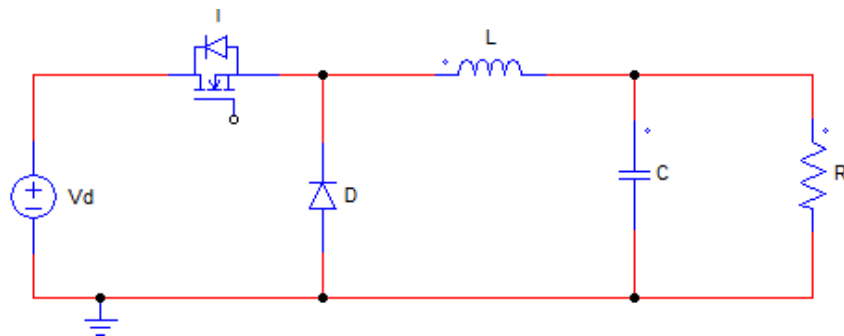


Figura 15. Esquemàtic de l'etapa de potència d'un convertidor buck.

De l'esquema mostrat a la Figura 15, cal destacar el terminal de porta del transistor, el qual apareix desconnectat, ja que enllaça amb el circuit de control, el qual s'explicarà més endavant. Aquest sistema té dos estats de funcionament:

- Quan el transistor es tanca, comença a circular un corrent entre aquest i la bobina, estant el díode en fase de bloqueig. En aquest instant, s'emmagatzema energia a la inductància. Aquesta fase, la qual es manté fins l'obertura del transistor; és coneguda com a T_{ON} .

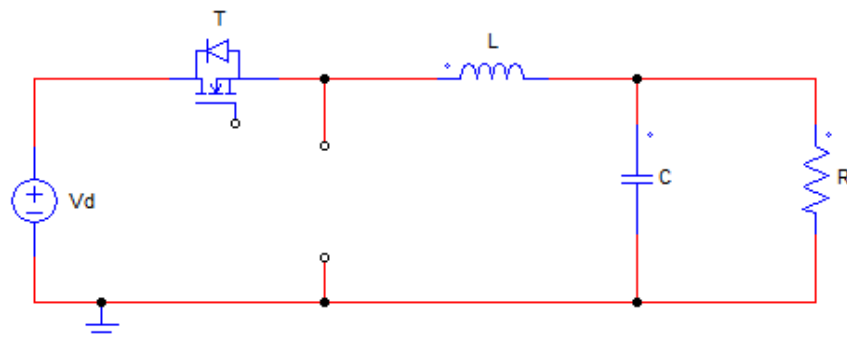


Figura 16. Interruptor tancat del buck.

- En una segona etapa, el transistor s'obre, de tal manera que no passa corrent per la font de tensió. En aquest moment, la bobina comença a descarregar-se.

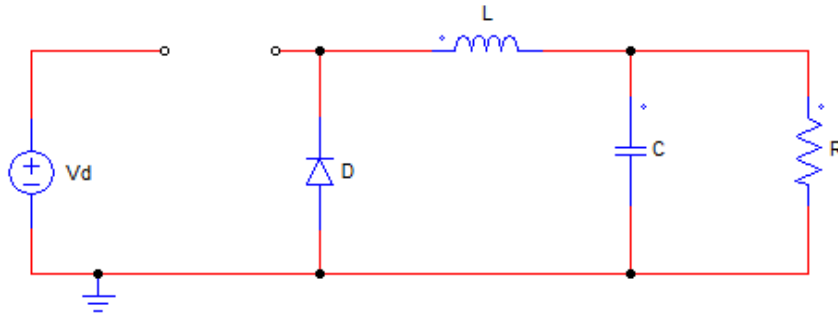


Figura 17. Interruptor del buck obert.

Segons el corrent emmagatzemat a la inductància, aquest convertidor pot actuar en dues zones de treball diferents: zona de conducció contínua i de conducció discontinua.

3.3.1.1. Conducció contínua

Aquesta situació, té lloc quan el corrent de la bobina no arriba a anular-se durant l'estat de no conducció del transistor. D'aquesta manera, les formes d'ona que s'obtenen són les següents:

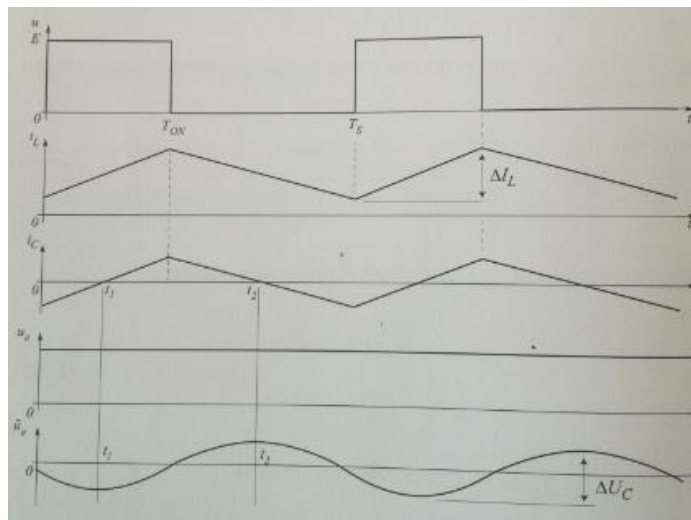


Figura 18. Formes d'ona d'un reductor de tensió, en conducció contínua [12].

Tot seguit, s'exposen les principals equacions que regeixen el funcionament d'aquest convertidor. Cal recordar, que per aquest estudi preliminar, tots els components del circuit es consideren ideals:

$$\frac{\overline{V_0}}{V_d} = D$$

Equació 29

On D es correspon, com s'explicarà en el capítol 4, al cicle de treball dels transistors i V_0 és la tensió a la sortida del convertidor. Posteriorment, mitjançant l'adequada aplicació de la segona Llei de Kirchoff i la relació entre tensió i corrent en una bobina, s'obté el rissat de corrent de la bobina, el qual té el seu valor màxim per a $D = 0,5$, tal i com s'observa a la *Figura 19*.

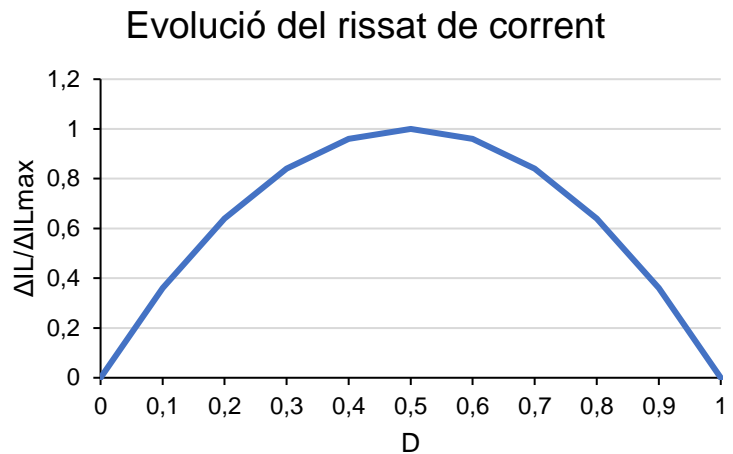


Figura 19. Relació del rissat de corrent amb el cicle de treball.

$$\Delta I_L = \frac{V_d \cdot (1 - D) \cdot D}{L \cdot f_c}$$

Equació 30

$$\Delta I_{L\max} = \frac{V_d}{4 \cdot L \cdot f_c}$$

Equació 31

Es disposa d'un condensador, amb una capacitat generalment elevada, que s'encarrega d'assegurar que la tensió de sortida sigui el més constant possible. Això es pot comprovar a partir de l'expressió diferencial que relaciona la tensió i el corrent d'un condensador, des d'on s'obté la relació entre el rissat de la tensió de sortida del convertidor, i el valor de la capacitat del condensador:

$$\Delta U_C = \frac{V_d}{8 \cdot C \cdot f_c}$$

Equació 32

3.3.1.2. Conducció discontinua

Contràriament la situació exposada anteriorment, aquesta té lloc quan el corrent de la bobina s'arriba a descarregar completament [12][13], durant el període en què el transistor està obert

o T_{OFF} , seguint la tendència observada a la *Figura 18*.

3.3.2. Convertidor boost

També anomenat *step-up*, el *boost* constitueix un elevador de tensió de contínua. Tot seguit, se n'esquematzarà el circuit elèctric de potència:

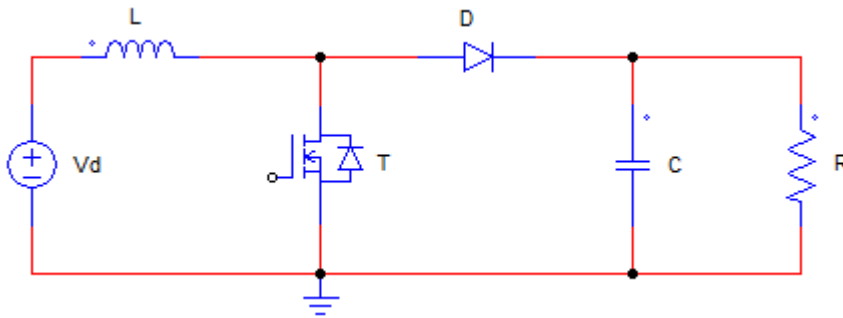


Figura 20. Esquemàtic de l'etapa de potència d'un convertidor boost.

De la mateixa manera que en el cas anterior, segons el corrent de la bobina en el moment d'encesa o tancament de l'interruptor, pot actuar segons dos règims de funcionament diferents: conducció contínua i discontinua.

3.3.2.1. Conducció contínua

En aquest cas, es tenen dos estats de funcionament, segons si l'interruptor, representat per un transistor *MOSFET* a la *Figura 20*, es troba en fase de conducció T_{ON} , o de bloqueig T_{OFF} .

- En el moment en què el transistor es tanca, T_{ON} , el corrent comença a circular per la malla formada pel mateix transistor, la font de tensió i la bobina. En aquest punt, es produeix l'emmagatzematge d'energia a l'inductor.

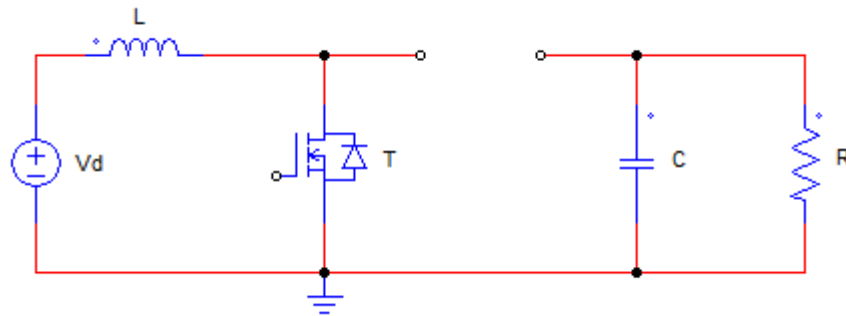
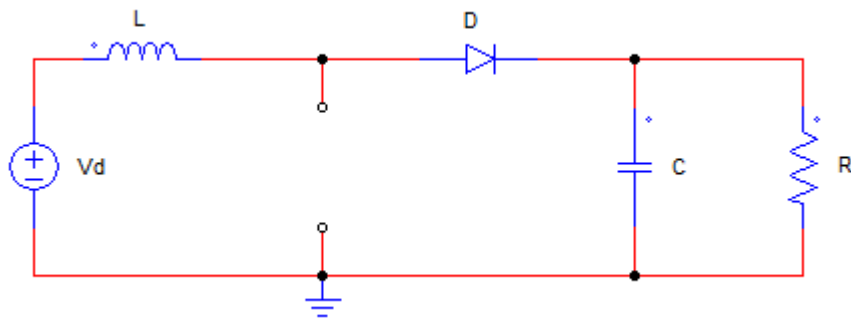


Figura 21. Interruptor tancat del boost.

- b) Quan el transistor entra en fase de bloqueig, s'interromp el corrent a la malla formada per V_d , L i T ; passant el díode a un estat de conducció. En aquest punt, s'estableix un corrent de descàrrega, provinent de la inductància.

Figura 22. Etapa d'interruptor obert, T_{OFF} .

Partint de la condició de conducció contínua i, considerant la idealitat de tots els components, tal i com ja s'ha fet abans; la relació entre la tensió d'entrada i la tensió de sortida es determina segons la següent expressió:

$$\frac{\overline{V_0}}{V_d} = \frac{1}{1 - D}$$

Equació 33

Seguidament, en aquest cas, s'obté la següent expressió per al rissat de corrent que passa per la bobina, essent en aquest cas de valor màxim per a $D=1$:

$$\Delta I_L = \frac{V_d \cdot D}{L \cdot f_c}$$

Equació 34

Finalment, es té un condensador en paral·lel amb la càrrega de sortida, representada per la resistència R ; el qual sol ser de magnitud elevada ja que pretén disminuir el rissat de la tensió de sortida V_0 . Així doncs, es pot relacionar la fluctuació de dita tensió amb la capacitat, seguint

l'expressió de l'Equació 35:

$$\Delta U_C = \frac{I_R \cdot D}{C \cdot f_c}$$

Equació 35

Tot seguit, s'explicaran topologies de convertidors, preparats per a actuar com a inversors de corrent i, per tant, capaços de proporcionar corrent altern a les inductàncies que s'estudien. Cal recordar però, que també es poden utilitzar com a dispositius *dc-dc* i, per tant, amb unes prestacions similars als ja explicats. Aquests són el *half bridge*, *full bridge* i *push-pull*.

3.3.3. Push-Pull

Aquesta és una configuració que incorpora aïllament galvànic, és a dir, disposa d'un transformador. Conté un parell d'interruptors els quals commuten de forma complementària. La tensió de sortida, és una ona quadrada que, en aquest cas, varia entre $\frac{V_d}{n}$ i $-\frac{V_d}{n}$, essent V_d la tensió contínua d'entrada i n la relació de voltes del transformador o relació de transformació ($n = \frac{N_1}{N_2}$).

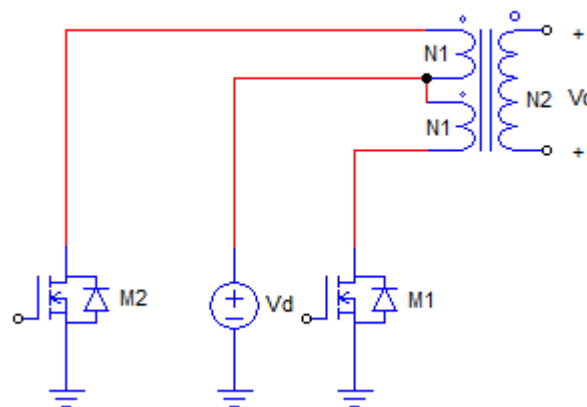


Figura 23. Circuit de potència d'un convertidor push-pull.

Un tret diferencial del transformador que incorpora, és el fet de tenir el devanat primari dividit en dos, estant el punt mig connectat a la font de corrent continu d'entrada. L'objectiu d'aquest disseny, és el de poder canviar la polaritat de la tensió, en funció de l'interruptor que estigui conduïnt en cada moment. D'aquesta manera, seguint l'esquemàtic mostrat a la Figura 23, quan M_1 condueix i M_2 es troba obert, la tensió de sortida V_o pren un valor positiu, igual a $\frac{V_d}{n}$.

3.3.4. Half bridge

Aquest dispositiu, també conegut com a convertidor de dos quadrants o de mig pont, necessita dos interruptors en el seu circuit. D'aquesta definició, se'n desprèn la capacitat que presenta per a treballar en 2 quadrants en el pla vi , això vol dir que, pot admetre tensions positives i negatives a la càrrega o, per una altra banda, corrents d'ambues polaritats.

Existeixen diverses configuracions per a dit convertidor, en funció de si es vol obtenir reversibilitat en corrent o en tensió. La primera, es mostra tot seguit a

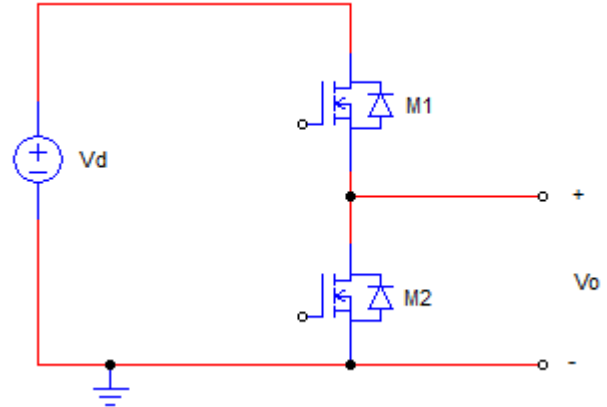


Figura 24. Circuit de potència d'un convertidor half-bridge.

la *Figura 24*, on la tensió i el corrent de sortida, variaran segons la configuració dels transistors; tal i com s'explica a continuació.

En cap cas es poden tenir els dos interruptors tancats, fet que provocaria el curtcircuit de la font de tensió. D'altra manera, el fet de treballar amb càrregues inductives en aquest projecte, fa que no es puguin mantenir tots dos interruptors oberts simultàniament; fet que suposaria l'obertura d'una font de corrent [12]. Per tant, la seqüència utilitzada en els transistors, és la commutació complementària; de manera que quan un interruptor estigui tancat, l'altre estigui obert, i viceversa. El seu comportament ve donat per:

$$V_0 = V_d \cdot D_{M1}$$

Equació 36

$$\Delta I_0 = \frac{V_d \cdot D_{M1} \cdot (1 - D_{M1})}{L \cdot f_c}$$

Equació 37

3.3.5. Full bridge

També conegut com a convertidor de 4 quadrants, el *full-bridge* o pont en H, a diferència del *half-bridge* o de mig pont, pot acceptar tant tensions com corrents d'ambues polaritats, sense haver de fer modificacions en el circuit mostrat a la *Figura 25*. En aquest cas, es necessiten 4 interruptors. Aquesta configuració es regeix per l'expressió de funcionament següent:

$$\bar{V}_0 = V_d \cdot (2 \cdot D - 1)$$

Equació 38

Per començar, cal destacar algunes diferències entre aquesta topologia i l'anterior. Una d'elles, es troba en el control, ja que aquest convertidor es capaç de funcionar amb dues commutacions diferents, essent una d'elles la bipolar (equivalent al

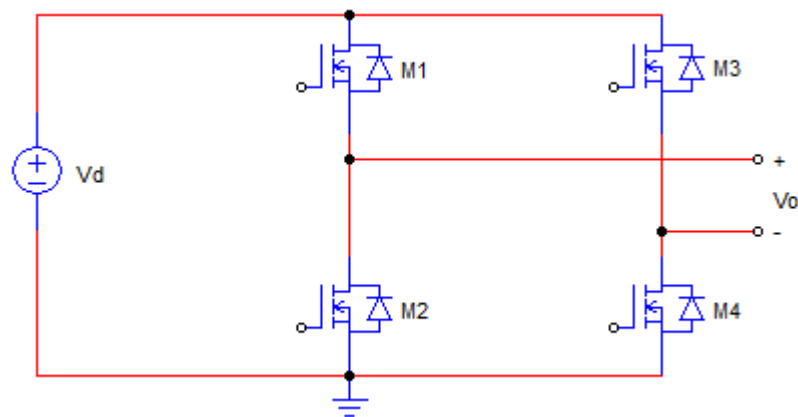


Figura 25. Circuit de potència d'un convertidor full-bridge.

control complementari) i l'altra, la unipolar [13][14]. Això, com s'explicarà detalladament més endavant, comporta certes diferències de funcionament. A efectes pràctics però, la discordança entre tots dos tipus de control rau en el nombre de seqüències de control dels interruptors requerides, com es comenta a la secció 3.3.5.1, essent la primera una seqüenciació complementària de cada diagonal, on els interruptors M_1 i M_4 , s'obren i es tanquen de forma oposada a M_2 i M_3 ; mentre que la unipolar comporta un control independent de les dues diagonals.

Una altra peculiaritat d'aquest convertidor és que el rissat de la ona de corrent obtinguda, varia en funció del comportament dels transistors, que queda definit segons les equacions 39 i 40 per a la modulació bipolar i la unipolar, respectivament. En qualsevol de les dues seqüències, es té que el valor del voltatge de sortida V_0 , variarà entre V_d i $-V_d$.

$$\Delta I_0 = \frac{V_d \cdot 2 \cdot D \cdot (1 - D)}{L \cdot f_c}$$

Equació 39

$$\Delta I_0 = \frac{V_d \cdot 2 \cdot D \cdot (1 - D)}{4 \cdot L \cdot f_c}$$

Equació 40

És important no caure en l'error de pensar que, per a un mateix cicle de treball, el rissat es reduirà en un 75%, en passar d'una a una altra modulació. Això es deu a què ambdues tenen comportaments diferents respecte al *duty cycle*; trobant-se els màxims en 0,5 per a una; i en 0,75 i 0,25 per l'altra [13].

3.3.5.1. Seqüència de commutació: Control PWM

La forma usada per a determinar l'obertura i tancament dels interruptors dels convertidors, és el control per modulació d'ample de polsos o *PWM*. Aquest control s'obté de la comparació de dos senyals: una ona portadora i una ona moduladora. D'aquesta manera, s'obté un valor alt quan l'ona moduladora presenta un valor més gran al de la portadora i; un valor baix en cas contrari.

L'ona portadora és un senyal triangular, generalment elevada freqüència; i l'ona moduladora o de control, que pot ser constant o sinusoidal; en funció de si es vol acabar obtenint un corrent continu o altern a la sortida del convertidor.

Seguint amb el concepte, ja introduït anteriorment; existeixen dos tipus de modulacions *PWM*, segons el control que s'exerceix sobre els interruptors.

3.3.5.1.1 Commutació bipolar

En aquest cas, es té un únic senyal de control o modulador; la qual es compara amb la ona portadora (V_m i V_{gr} , respectivament a la *Figura 26*), per tal d'obtenir els polsos que permeten obrir i tancar l'interruptor. Prenent com a exemple un *full-bridge* com el de la *Figura 25*; els interruptors, es controlen en una configuració dos a dos; exercint-se un control complementari sobre les dues diagonals. Es podria dir doncs que és la seqüència més generalitzada, ja que equival a la que s'usa en altres dispositius com, per exemple el *half-bridge*.

D'aquesta manera, seguint amb la nomenclatura indicada a la *Figura 25*, quan es produeix el tancament de M_1 i M_4 , apareix una tensió positiva a la sortida del convertidor; essent el cas contrari quan condueixen M_2 i M_3 . El fet d'oscil·lar entre valors positius i negatius, li dona el nom de commutació bipolar. Aquest és el mètode més senzill i conegut, per a la realització de

la modulació.

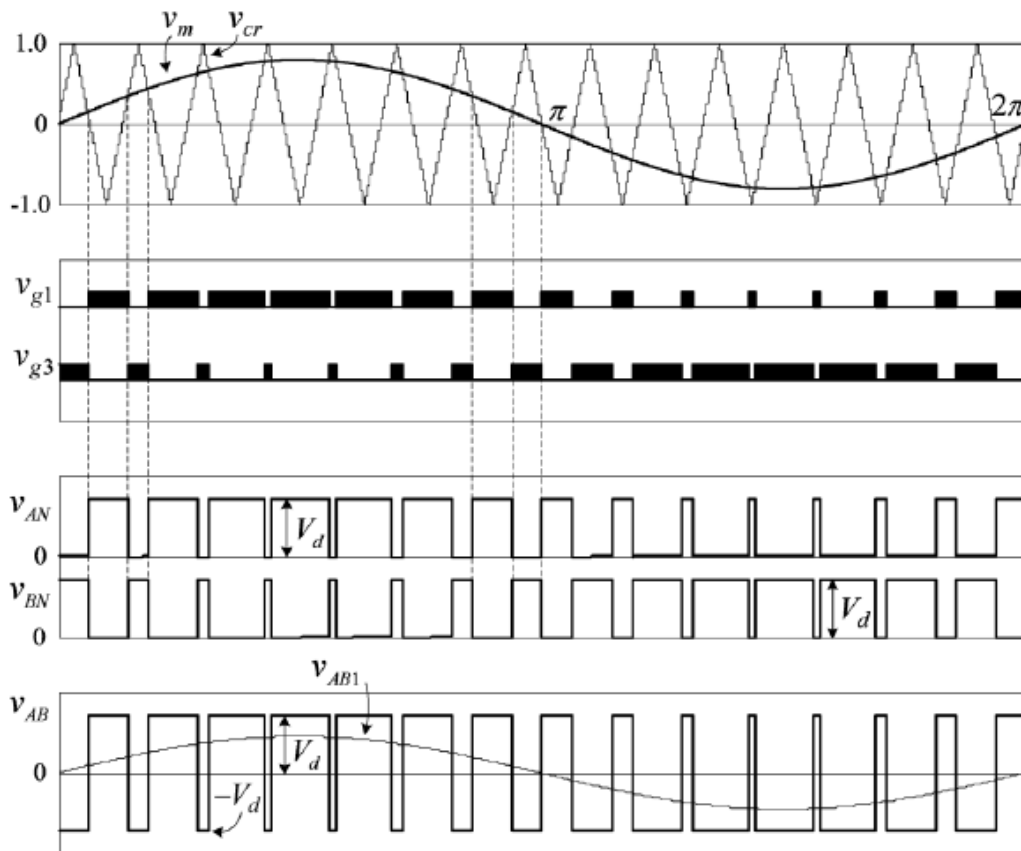


Figura 26. Formes d'ona implicades a la commutació bipolar [14]

3.3.5.1.2 Commutació unipolar

El tret diferencial respecte al cas bipolar, en termes de funcionament, com ja s'avançava al principi del present subcapítol; rau en el fet del control independent d'ambdues branques d'interruptors. D'aquesta manera, per dur a terme el control *PWM*, són necessàries dues ones de control o moduladores i una ona portadora; seguint aquesta un patró triangular repetitiu com en el cas anterior. Cal esmentar, que les dues ones de control són iguals en magnitud i desfasades 180°.

Mitjançant la comparació per separat, d'ambues ones de control amb la portadora; s'obtenen dues seqüències de control diferents, essent una d'elles la que regeix el funcionament de la

branca M_{12} i l'altra, conseqüentment, la de M_{34} . Dins de cadascuna de les ones obtingudes, es fa un control complementari entre els dos interruptors d'una mateixa branca, essent la negació de la sortida de la comparació; el senyal de porta corresponent als transistors inferiors de cada branca. D'aquesta manera, quan M_1 es troba en un estat de conducció, M_2 està en fase de bloqueig, i viceversa; succeïnt el mateix per a M_3 i M_4 . Tot això, es fa més entenedor seguint l'esquema mostrat a la *Figura 27*.

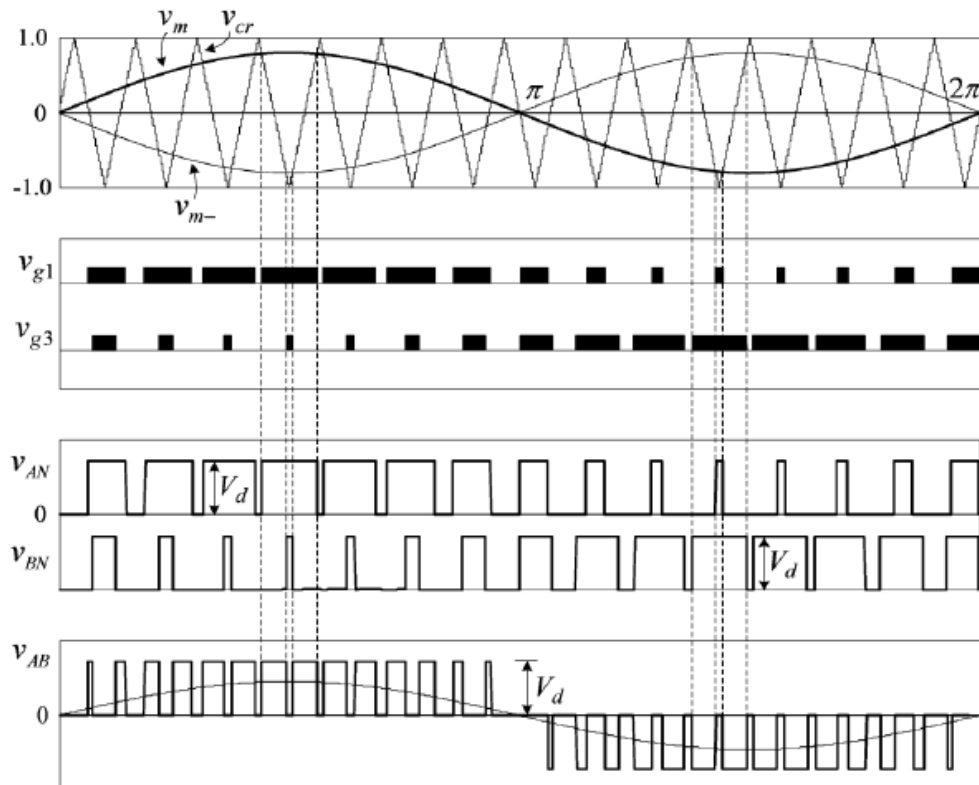


Figura 27. Formes d'ona implicades a la commutació unipolar [14].

Com s'observa, doncs, aquest sistema de funcionament, permet oscil·lar a la tensió de sortida entre 0 i valors positius per a un semicicle de les ones V_m i $-V_m$ i entre 0 i valors negatius per a l'altre. Així, fent un anàlisi similar al cas anterior, sorgeix el nom de commutació unipolar.

Vist el funcionament del control *PWM* en ambdós casos, es procedeix doncs a fer-ne un anàlisi comparatiu ja que, l'elecció d'un funcionament bipolar o unipolar, implica certes diferències a efectes pràctics. En primer lloc, existeix una diferència en el rissat del corrent generat a la sortida del convertidor que, en aquest cas, coincideix amb el que es fa passar per la bobina objecte d'estudi d'aquest treball. Per altra part, aquest últim cas, genera unes pèrdues per commutació inferiors respecte al cas bipolar; fet que augmenta l'eficiència del convertidor [14].







També cal destacar una disminució dels harmònics presents, en el cas unipolar, en la tensió de sortida de l'últim cas estudiat, fet que permet obtenir una tensió més propera a una ona sinusoïdal[13][14].

3.3.6. Comparativa i proposta de solució

A continuació, es presenta un breu resum amb els avantatges i inconvenients de cadascuna de les configuracions analitzades, per tal de poder fer-ne una tria més acurada i així, facilitar l'assoliment de l'objectiu presentat. En primer lloc però, cal dir que donat que es vol obtenir una solució capaç d'obtenir corrent altern, només les configuracions inversores entraran en joc en aquesta selecció, descartant-se així les opcions *dc-dc*. Vist aquest primer criteri de selecció, es procedeix a fer un anàlisi més detallat, segons els pros i els contres mostrats a la *Taula 1*. A continuació, se'n resalten les més rellevants:

- Per una part, cal destacar la reversibilitat en tensió i en corrent del convertidor de pont sencer o pont en H. Aquest fet, facilita fer mesures, per exemple, del cicle d'histeresi complet de la bobina, a diferència de la configuració de mig pont i del *push-pull*.
- És rellevant també, els problemes que comporta el *push-pull* degut al disseny magnètic del transformador; que poden provocar-ne la saturació i pèrdues d'energia degudes a la inductància de fugues[12].
- També és destacable el fet de poder treballar amb dos commutacions diferents en la configuració *full-bridge*; fet que permet desde reduir en gran mesura el rissat de corrent; fins a limitar el nombre d'hàrmònics presents a la ona de sortida. Aquesta última característica, facilitarà la posterior construcció d'un filtre passabaixos per tal d'eliminar-los.

Per els motius exposats anteriorment i, com es dedueix de la *Taula 1* es tria el *full-bridge* com a configuració per a seguir amb el present treball.

FULL-BRIDGE		HALF-BRIDGE		PUSH-PULL	
					
Disponibilitat de dos tipus de modulacions	Es requereixen 4 interruptors, i això el fa més car	Només és requereix una seqüència de commutació, fet que facilita el control	Només pot ser reversible en tensió o en corrent	Aïllament galvànic	Possibles problemes amb la saturació del transformador
Possibilitat d'entregar el doble de potència que un <i>half bridge</i>	Major dificultat de control		Els transistors suporten el doble de tensió que un <i>full bridge</i> [12]	Només es tenen dos transistors, el que facilita el control	Necessitat d'un bon acoblament magnètic
Necessitat d'un menor filtre per a eliminar els harmònics					Els transistors suporten el doble de tensió que un <i>full bridge</i> [12]
Reversible en tensió i corrent					

Taula 1. Comparativa dels inversors.

4. Plataforma d'emulació de les condicions de treball

Al llarg d'aquest capítol, es presentarà la part pràctica del present treball, que en constitueix el principal objectiu. Amb aquest motiu s'ha decidit aprofitar una plataforma docent, destinada al control de motors, ja existent al departament d'Enginyeria Elèctrica de l'Etseib. En primer lloc però, s'han dut a terme diverses simulacions prèvies, amb el programa Simulink, del dispositiu final que es vol obtenir, per tal d'aproximar-ne el funcionament i ser capaços de predir-ne la validesa del per a la seva finalitat.

4.1. Simulacions inicials

Per a la simulació d'aquest dispositiu, s'usa una inductància de valor $L=2,2$ mH i amb una resistència en corrent continu associada de $0,85 \Omega$, la qual es pot observar a la *Figura 28*. Aquest component, està dissenyat per a treballar en un sistema final sota unes condicions de corrent sinusoidal, amb una intensitat efectiva de $0,7$ A i amb un rissat de 10 kHz; per tant, l'objectiu del sistema simulat, serà el d'aconseguir una ona de corrent amb aquestes característiques.

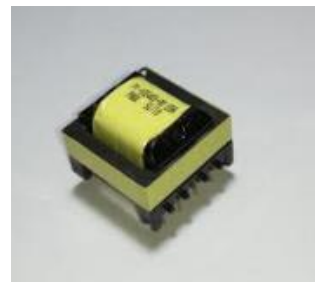


Figura 28. Bobina usada en la simulació amb $L=2,2$ mH.

Amb això, en primer lloc es representa l'esquemàtic del circuit de control, el funcionament del qual ja ha estat comentat al llarg de la secció 3.3.5.1, en les seves dues versions.

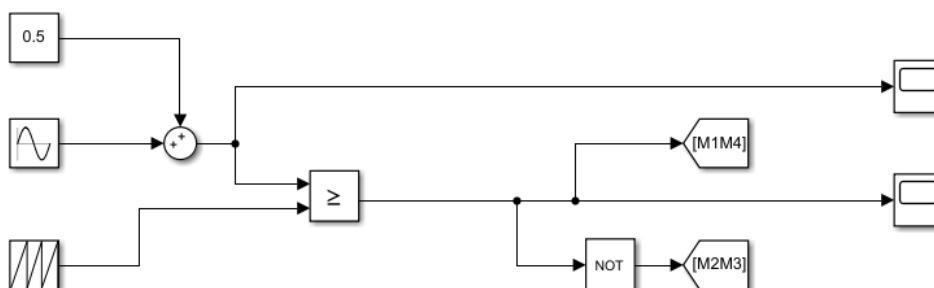


Figura 29. Circuit de control per a un full bridge dc-ac en commutació bipolar.

L'entrada del control per a la commutació bipolar, està formada per dos senyals; d'una banda es té una ona triangular, de freqüència igual a la del rissat present en la forma de corrent final

que es vol aconseguir; per tant, és l'ona portadora. Per altre part, tenim el senyal sinusoidal de control o ona moduladora.

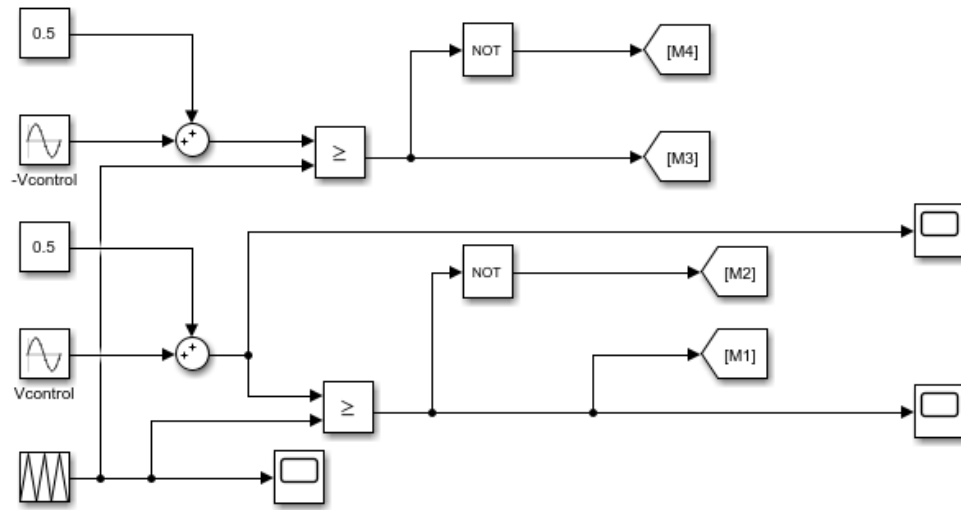


Figura 30. Circuit de control per a un full bridge dc-ac en commutació unipolar.

D'aquesta manera, els senyals que s'injectaran a la porta de cada transistor, presenten característiques distintes, segons el ja comentat en el capítol anterior. En segon lloc, s'ha reproduït l'esquemàtic del circuit de potència d'un pont en H, mostrat a la *Figura 31* en el programa de simulació utilitzat; amb una càrrega inductiva-resistiva. En aquest sentit, cal destacar que, per a aquestes simulacions, es considera un circuit ideal; això vol dir, negligint els temps morts dels transistors, resistències de conducció, capacitats paràsites i d'altres no idealitats del sistema.

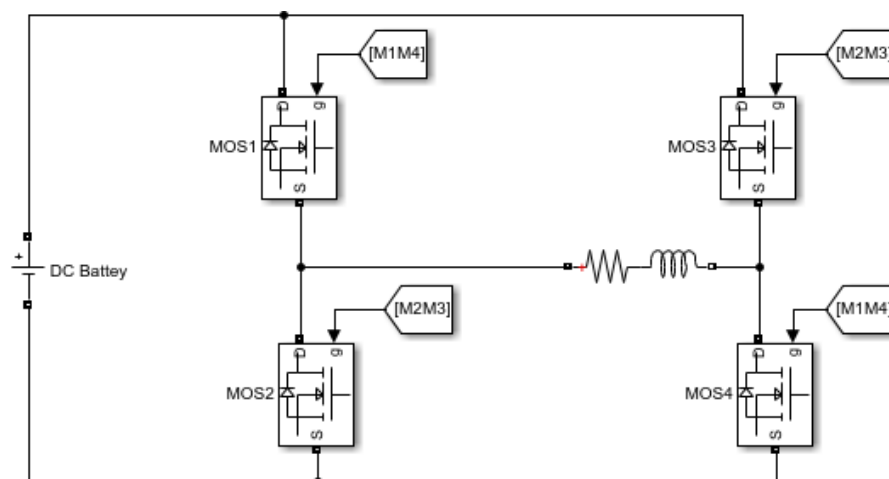


Figura 31. Circuit de potència del pont en H, representat amb Simulink.

Tot seguit, s'han executat les simulacions, tot configurant el cicle de treball dels transistors, calculat segons l'Equació 38, com es pot veure al primer capítol de l'annex, amb la fi d'aconseguir els valor de corrent necessari per a avaluar la inductància mostrada a la Figura 28. Amb això, s'obté un cicle de treball màxim del 52,3%.

Els resultats obtinguts, tant per al cas bipolar com per al cas unipolar, es mostren a la Taula 2 i a la Figura 32; on $\Delta t = 5 \cdot 10^{-7}$ s, essent el temps total de 25 ms:

Cas bipolar		Cas unipolar	
I_{RMS} [A]	Rissat de corrent màxim [A]	I_{RMS} [A]	Rissat de corrent màxim [A]
0,765	0,546	0,717	0,025

Taula 2. Valors obtinguts de les simulacions.

On el corrent efectiu o I_{RMS} , es calcula segons:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{n-1} x_i^2}{n}}$$

Equació 41

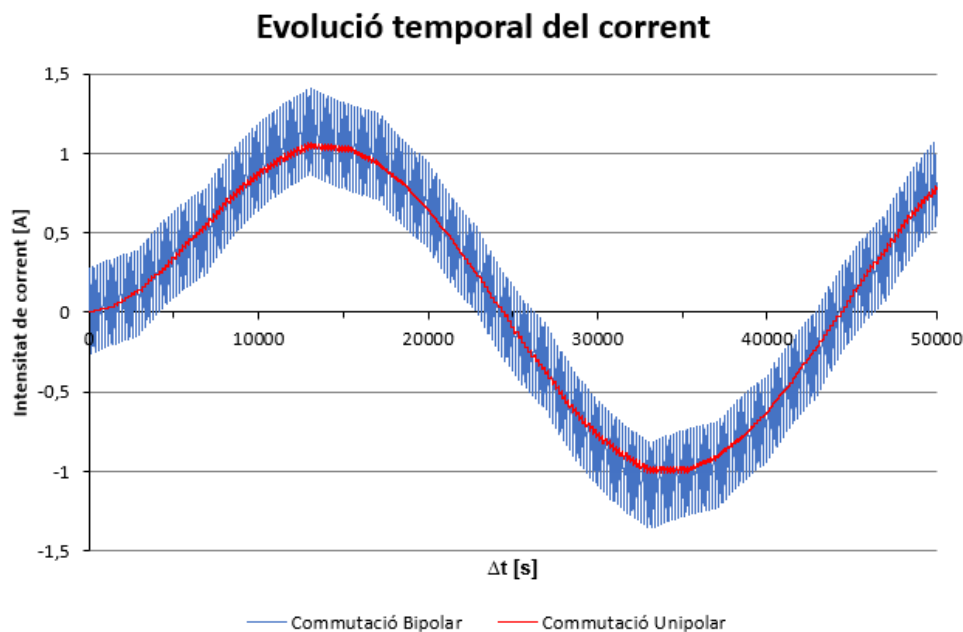


Figura 32. Ones de corrent obtingudes de la simulació del sistema.

Com es desprèn de la taula anterior, per a un mateix cicle de treball; el cas unipolar resulta més acurat que el cas bipolar. Això es deu als harmònics presents a les ones de tensió que s'obtenen a la sortida del convertidor; com ja s'ha comentat a la secció 3.3.5.1, essent aquestes ones quadrades i no sinusoidals.

Més endavant, es farà un control de corrent en llaç obert; on el *duty cycle* o cicle de treball dels interruptors s'ajustarà per a obtenir el corrent efectiu desitjat.

4.2. Plataforma de control

Per a la síntesi i implementació del circuit simulat al subcapítol 4.1, s'usarà una plataforma ja disponible al CITCEA-UPC, la composició de la qual es descriurà en aquest apartat. L'objectiu d'aquesta plataforma, com ja s'avançava a l'inici del present capítol, és el del control de motors mitjançant la programació d'un *DSP*, concretament el TMS320F2812, del fabricant *Texas Instruments*. En aquest cas, aquesta es va dissenyar per a controlar un motor de contínua i un *BLDC*.

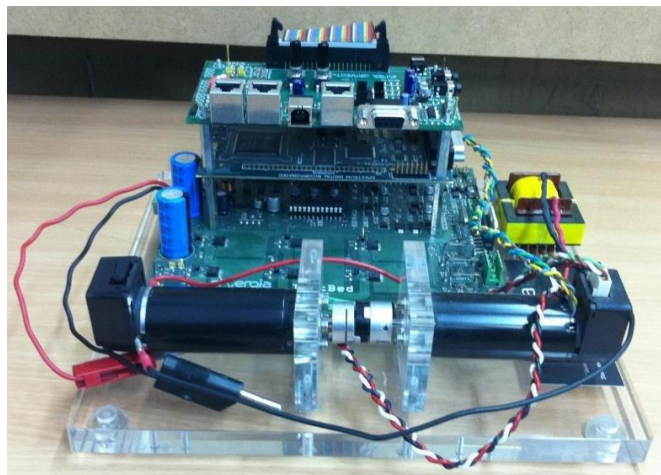


Figura 33. Plataforma de control de motors.

Aquesta plataforma, mostrada a la *Figura 33*, es divideix en 3 blocs importants: una placa de comunicacions auxiliar o *AROM*, una segona targeta, la qual conté el *DSP* o element de control i finalment, una tercera amb l'etapa de potència.

Un *DSP*, de la mateixa manera que un microprocessador, és una unitat principal de processament de dades. No obstant, a diferència d'aquests últims, disposen d'unitats específicament preparades per a executar algorismes i operacions matemàtiques de forma

molt més ràpida. Per tant, resumidament es pot dir que un *DSP* és un microprocessador optimitzat per a aplicacions on es requereix un gran nombre d'operacions matemàtiques.

4.2.1. Subsistemes

Tot seguit, es presentaran les finalitats de les plaques de control i de potència, presentades en la introducció d'aquest apartat, que conformen la plataforma de control.

4.2.1.1. Subsistema de control: placa eZdsp F2812

Com s'ha comentat, una part fonamental del sistema que s'utilitzarà per a la realització d'aquest projecte, és la placa integrada pel TMS320F2812. Aquest *DSP*, correspon a la família C2000, orientada a aplicacions de control de sistemes. Seguidament, dins de la família C2000, queda ubicat dins de la generació C28xx, que presenta diverses millores en aspectes referents a la precisió i a la velocitat de càlcul respecte a les generacions anteriors com, per exemple la C24xx. Un altre avenç important, és la possibilitat de programació en llenguatges d'alt nivell com el C o el C++, fet que el fa molt més intuïtiu i el dota d'una major simplicitat desde el punt de vista de l'enginyer encarregat de la programació que no pas les anteriors versions, on es requerien coneixements avançats en el llenguatge ensamblador[15].

Aquesta placa, correspon a un kit d'iniciació per a *DSPs* (*DSK*), de la companyia *Spectrum Digital*; concretament és el kit eZdsp F2812, per a el TMS320F2812. Per la seva banda, a més d'incorporar el *DSP*, aquesta targeta inclou un port paral.lel *JTAG* per a connectar amb el PC per a la programació i és compatible amb el software *Code Composer* de la companyia *Texas Instruments*. Aquest és un software de programació, amb una interfície senzilla i que permet configurar els *DSP* de *Texas Instruments*, a partir de llenguatge de programació d'alt nivell. També disposa d'un convertidor *ADC*, que facilita la digitalització dels senyals analògics d'entrada. Un altre punt d'interès, són els dos *Event Managers* (*EVA* i *EVB*), que conté aquesta targeta; aquests alhora, disposen d'uns generadors de senyal *PWM*, i són per tant, els encarregats de produir els senyals que controlaran l'obertura i tancament dels interruptors del convertidor, determinant així la forma d'ona que s'obtindrà a la sortida del dispositiu final. Els mòduls *EVA* i *EVB*, també compten amb un total de 2 *general-purpose timers* cadascun [15].

4.2.1.2. Subsistema de potència: placa CDM2480

El subsistema de potència, format per la targeta CDM2480; també anomenada *TestBed* o banc de proves, s'encarrega de subministrar les tensions i corrents adients al motor, a partir

de les ordres que rep provinents del *DSP*.

Com es pot veure a la *Figura 34*, aquesta targeta es divideix en una sèrie de blocs, cadascun dels quals té una funció específica. En primer lloc s'observa el bloc dels *drivers*, els quals reben els senyals provinents del control i, els adequen per tal de ser subministrats al motor. Posteriorment, es troba el bus de contínua de 24 V, el qual porta fins a un pont en H i un pont trifàsic. Aquests últims, són els que envien els senyals al motor de contínua i al *BLDC*, respectivament. Concretament, el pont trifàsic, desactivant-ne una de les fases, és el que es farà servir per al desenvolupament de la plataforma proposada en aquest projecte.

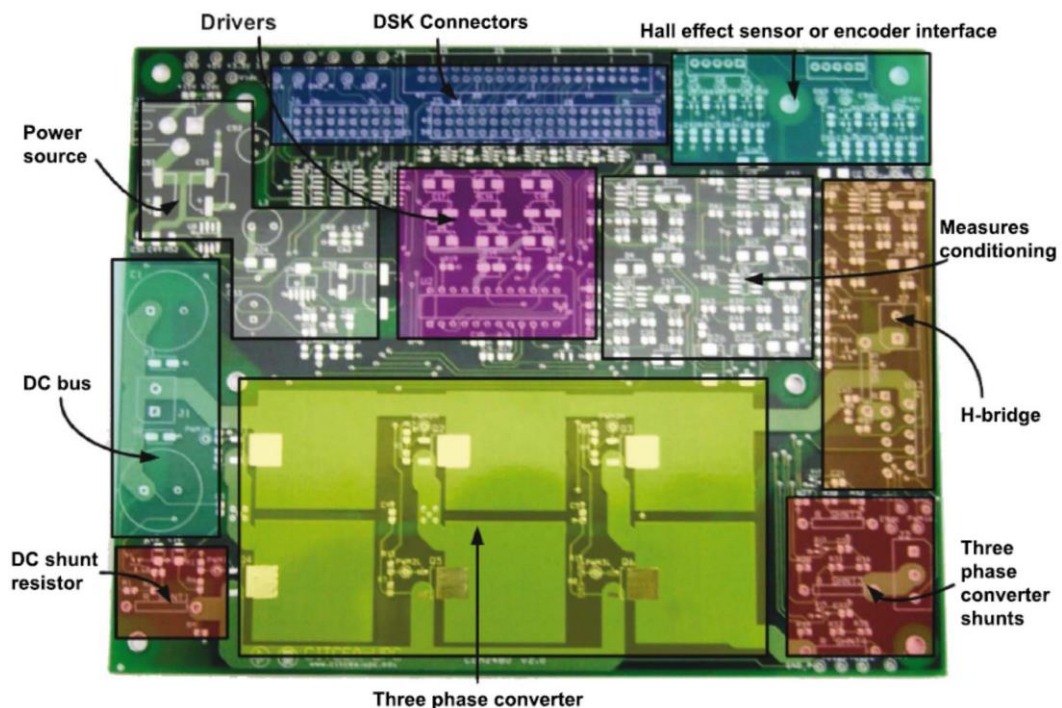


Figura 34. Placa CDM2480. [15][16]

En última instància, però no menys important; es troba el bloc de mesures, format per resistències *shunt*, que permeten fer la mesura de les corrents del bus de contínua, els de les 3 fases del inversor trifàsic i el de sortida del pont en H. També hi han uns divisors resistius, amb seguidors de tensió, que s'encarreguen de fer les mesures de tensió per als tres mateixos blocs que en el cas de les *shunt*. Els senyals que contenen aquestes mesures, es transfereixen al conversor analògic-digital, per a fer possible la seva posterior lectura.

4.2.2. Code Composer

Aquest és un software que permet el desenvolupament de codi per als processadors digitals

de senyal, o *DSP*. Un dels aspectes positius que presenta, com ja ha estat comentat en apartats anteriors, és la capacitat per a treballar amb llenguatges de fàcil comprensió, i que no requereixen una gran especialització per part de l'usuari, com el C i el C++, facilitant així la tasca de la programació.

En segon lloc, convé destacar les opcions que presenta el programa, per tal de poder fer un anàlisi i depuració del codi. Particularment important resulta també, la finestra de visualització de variables o *watch window*, que permet veure l'evolució de totes les variables i registres interns del programa, així com la seva modificació en temps real; és a dir, durant l'execució del codi.

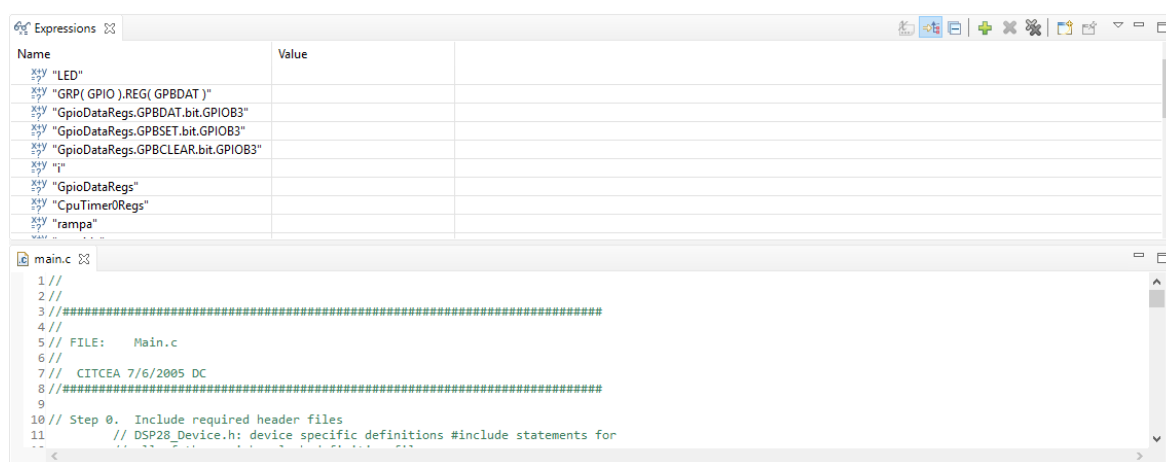


Figura 35. Vista de l'entorn de treball, amb la *watch window* (superior) i la finestra de programació (inferior).

En última instància, es destaca el gran nombre de biblioteques que facilita *Texas Instruments*, i que es troben a la disposició de qui les vulgui utilitzar. Aquestes, representen una gran ajuda; simplificant la tasca de l'elaboració del codi. En concret, per a aquest treball, s'ha fet ús de la llibreria *IQMath*; les característiques de la qual s'examinaran a continuació.

4.2.2.1. Llibreria *IQMath*

La principal funcionalitat d'aquesta llibreria rau en la realització d'operacions matemàtiques d'elevada complexitat; com per exemple, la realització de càlculs trigonomètrics. Un altre tret destacat, és la capacitat de representar nombres decimals, amb més o menys precisió; similarment a la programació en coma flotant [15][16]. Aquest concepte, s'explicarà a continuació amb major detall.

Un dels problemes principals que presenten els *DSPs*, és la programació en coma fixa. Això

vol dir, que només es pot tenir un nombre fix de xifres decimals per cada nombre real; amb els problemes que això pot comportar, com és la falta de precisió. És aquí on entra en joc la llibreria *IQMath*. Aquest format, consisteix a representar nombres, essent variable la posició del signe que separa la part entera de la part decimal.

La notació amb format Q_x , pròpia d'aquesta llibreria, es sol representar amb la forma I_yQ_x ; on y representa el nombre de bits destinats a la representació de la part entera; mentre que x correspon a la part decimal. Dit això, prenent un format I_1Q_3 , es pot arribar a representar de 2^{-3} , el qual és la resolució de dit format.

Data Type	Range		Resolution/Precision
	Min	Max	
_iq30	-2	1.999 999 999	0.000 000 001
_iq29	-4	3.999 999 998	0.000 000 002
_iq28	-8	7.999 999 996	0.000 000 004
_iq27	-16	15.999 999 993	0.000 000 007
_iq26	-32	31.999 999 985	0.000 000 015
_iq25	-64	63.999 999 970	0.000 000 030
_iq24	-128	127.999 999 940	0.000 000 060
_iq23	-256	255.999 999 981	0.000 000 119
_iq22	-512	511.999 999 762	0.000 000 238
_iq21	-1024	1023.999 999 523	0.000 000 477
_iq20	-2048	2047.999 999 046	0.000 000 954
_iq19	-4096	4095.999 998 093	0.000 001 907
_iq18	-8192	8191.999 996 185	0.000 003 815
_iq17	-16384	16383.999 992 371	0.000 007 629
_iq16	-32768	32767.999 984 741	0.000 015 259
_iq15	-65536	65535.999 969 482	0.000 030 518
_iq14	-131072	131071.999 938 965	0.000 061 035
_iq13	-262144	262143.999 877 930	0.000 122 070
_iq12	-524288	524287.999 755 859	0.000 244 141
_iq11	-1048576	1048575.999 511 719	0.000 488 281
_iq10	-2097152	2097151.999 023 437	0.000 976 563
_iq9	-4194304	4194303.998 046 875	0.001 953 125
_iq8	-8388608	8388607.996 093 750	0.003 906 250
_iq7	-16777216	16777215.992 187 500	0.007 812 500
_iq6	-33554432	33554431.984 375 000	0.015 625 000
_iq5	-67108864	67108863.968 750 000	0.031 250 000
_iq4	-134217728	134217727.937 500 000	0.062 500 000
_iq3	-268435456	268435455.875 000 000	0.125 000 000
_iq2	-536870912	536870911.750 000 000	0.250 000 000
_iq1	-1073741824	1 073741823.500 000 000	0.500 000 000

Taula 3. Recull dels formats Q_x [16]

Com que s'opera amb una CPU de 32 bits, es poden representar valors en 30 formats diferents, desde Q_1 a Q_{30} ; reservant-se el bit 32 per a la representació del signe. Això queda patent a la Taula 3, on hi ha un recull de tots els formats Q_x , amb les resolucions corresponents. No obstant, la coma flotant, presenta un rang de dades més elevat que el format Q_x .

4.3. Disseny del producte final

Per tal d'arribar a tenir la plataforma a punt, a fi de poder avaluar les inductàncies, aquesta s'ha configurat de tal forma que es pugui variar el *duty cycle* dels transistors; regulant així el corrent i la tensió de sortida. En aquest cas, es monitoritza el corrent mitjançant una sonda. D'aquesta manera doncs, es pot dir que es durà a terme un control del corrent en llaç obert; on serà el mateix usuari, l'encarregat de controlar el cicle de treball dels transistors, segons el

corrent obtingut a la sortida i, arribar a obtenir així la intensitat efectiva desitjada. Amb aquesta finalitat, s'ha usat el programari *Code Composer Studio*, de *Texas Instruments*.

4.3.1. Configuració de la plataforma

Per a dur a terme la programació del dispositiu es farà servir el pont trifàsic, del qual es disposa al *TestBed*. En aquest sentit, s'ha configurat de tal manera que la tercera branca romandrà desactivada. Amb això es té un pont en H entre les branques 1 i 2.

Un cop es té clar el circuit de potència que s'usarà, és l'hora de començar amb la programació de la plataforma.

En aquest sentit, es crea l'ona portadora de 10 kHz en el registre *Timer1*, corresponent al *general-purpose timer*

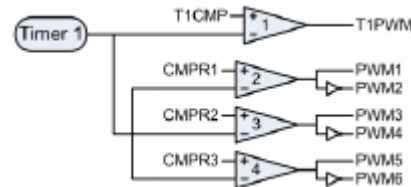


Figura 36. Comparació de la portadora i la moduladora [17].

de l'*Event Manager A*, el valor de la qual s'emmagatzema en el corresponent comptador. Seguidament, operant convenientment segons el mòdul *Event Manager*, s'habilita l'operació de comparació i s'obté el senyal de porta dels transistors; a partir de contraposar el senyal del comptador amb els dels registres *compare* corresponents a ambdues branques, *CMPR1* i *CMPR2*, que emmagatzemen el *duty cycle* desitjat. A la hora de fer la conmutació, es fixa un temps mort de $1,92 \mu s$, per tal d'evitar curtcircuits i augmentar la seguretat del sistema.

Des d'un punt de vista de qualsevol usuari extern i aliè a la programació del dispositiu, s'ha introduït una variable; aprofitant la *watch window*, que permet ajustar el cicle de treball en temps real, és a dir, sense necessitat de parar l'execució del programa i que facilita doncs, en gran mesura, el control del sistema. Per altra part, la variable 'MODE', permet identificar si s'està treballant en mode *dc-dc* o *dc-ac*; tot deshabilitant la interrupció del *Timer 0*, en el primer cas.

L'operació de comparació de l'*Event Manager*, es configura dins del bucle infinit del programa. Per a la configuració inversora, caldrà construir un senyal sinusoidal de control; gràcies al qual s'obtinran els valors successius del cicle de treball que s'emmagatzemen al registre comparador. Això s'obté amb un procés síncron, és a dir, mitjançant una interrupció, en aquest cas, del *Timer* de la *CPU*. Cal tenir en compte que el valor del cicle de treball és constant per a la configuració inversora, fet que fa innecessari l'ús de qualsevol interrupció; tot emmagatzemant el valor de la variable 'DUTY' al registre *compare*; mentre que des del punt de vista de la configuració inversora, dita variable introdueix el valor de pic de la ona

sinusoïdal, cosa que facilita el procés de la interrupció.

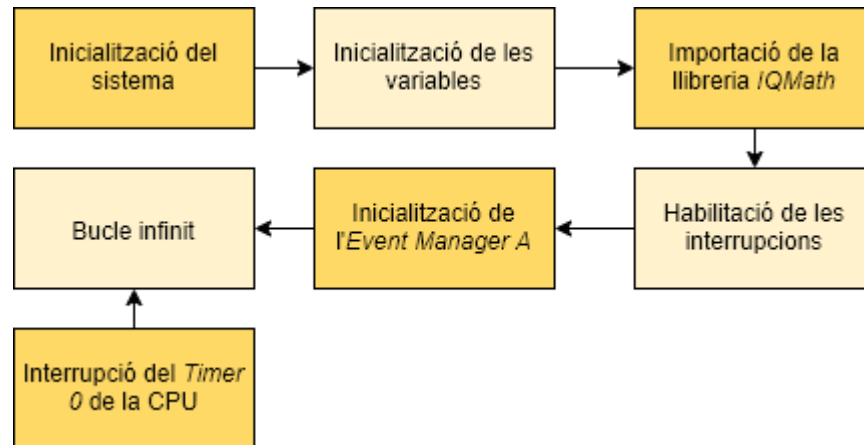


Figura 37. Diagrama de blocs del programa.

4.3.2. Disseny dels experiments i resultats

Per tal de validar experimentalment el sistema proposat, s'ha dut a terme un conjunt de proves; en les quals s'avaluen dues inductàncies, prèviament dissenyades per l'usuari, sota diverses condicions de treball.

Per tal de poder realitzar el disseny d'aquestes inductàncies; es considera el mateix format geomètric que el ja utilitzat en les primeres simulacions del sistema; com es mostra a la Figura 28. Cal destacar que, en aquest sentit, resulta d'especial interès el fet de poder comprovar les conseqüències de l'efecte *fringing* ja que; com es s'observa a les respectives especificacions, són dues bobines equivalents, havent-se distribuït l'entreferro en una d'elles. Tot seguit, es mostren els fragments més importants de dites especificacions.

Condicions de treball i paràmetres característics			
		Unitats	Condicions de mesura
Material del nucli	DMR44	-	-
Inductància	1,75	mH	10 kHz, 0,25V
Corrent efectiu	0,7	A	-
Corrent de saturació	1,4	A	-
Rdc	0,9	Ω	23±3°C
Entreferro a la branca central	1,4	mm	-
Freqüència de treball	10	kHz	-
Temperatura ambient	23±3	°C	-

Taula 4. Dades tècniques de la mostra amb entreferro central

Condicions de treball i paràmetres característics			
		Unitats	Condicions de mesura
Material del nucli	DMR44	-	-
Inductància	1,75	mH	10 kHz, 0,25V
Corrent efectiu	0,7	A	-
Corrent de saturació	1,4	A	-
Rdc	0,9	Ω	23 \pm 3°C
Entreferro a la branca central	0,9	mm	-
Entreferro a les branques laterals	0,7	mm	-
Freqüència de treball	10	kHz	-
Temperatura ambient	23 \pm 3	°C	-

Taula 5. Dades tècniques de la mostra amb entreferro distribuït

Introduït doncs, l'objectiu de les proves i la configuració dels dispositius a avaluar; es descriu el procediment usat per a la realització dels tests. En aquest cas, les inductàncies seràn sotmeses a les condicions de corrent efectiu de treball i rissat que es detallen a les especificacions i per a les quals s'han dissenyat. Posteriorment, mitjançant una sonda de temperatura; en aquest cas, un termoparell tipus K, la fulla de dades tècniques del qual es pot trobar al segon capítol de l'annex; s'estudia l'evolució de la temperatura en un mateix punt. Similarmet, es monitoritza el corrent que hi circula a través, a partir d'una sonda de corrent.



Figura 38. Muntatge dissenyat per a l'obtenció dels resultats de l'emulació.

Cal destacar també, que per tal d'evitar problemes a l'hora de fer passar corrent per la plataforma i, donada la dificultat de l'estimació de la resistència equivalent del pont en H; es realitzen proves amb cicles de treball proper a 0,5 i a la tensió de treball; tot limitant el corrent de sortida de la font de tensió, fins a trobar el *duty cycle* necessari per a obtenir el corrent efectiu desitjat. Amb això, s'estimen els paràmetres resistius associats al model de simulació; amb l'objectiu d'obtenir un mateix corrent efectiu per a un cicle de treball donat.

4.3.2.1. Cicle de treball constant

Una primera part dels experiments realitzats consisteix a avaluar els dispositius d'assaig sota unes condicions de corrent continu; aplican-t'hi un cert rissat de corrent. Amb aquest objectiu, s'aplica un cicle de treball constant dels transistors. Seguint aquest mètode, el pont en H funcionarà com a un convertidor *dc-dc*, aplicant una tensió quadrada a la bobina.

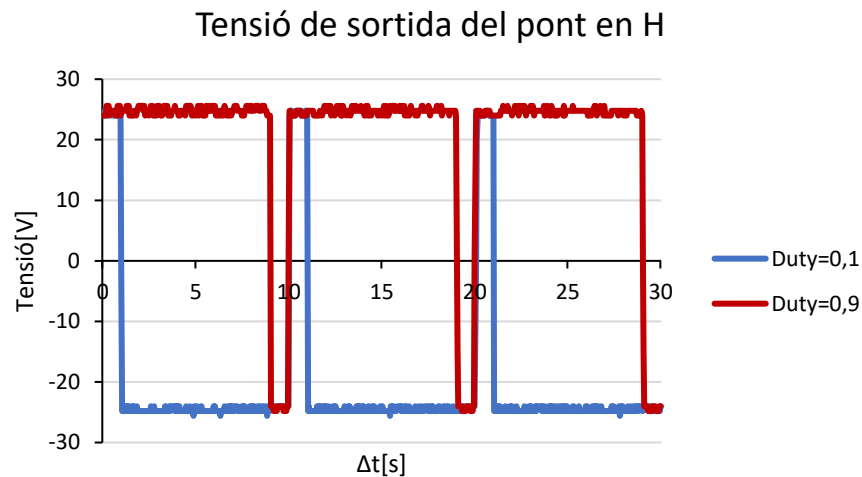


Figura 39. Diferència entre les sortides de les dues branques del pont.

Es vol arribar doncs, a aplicar un corrent efectiu de $0,7\text{ A}$ amb un rissat de 10 kHz . Amb aquesta premisa i, seguint les directrius abans exposades, s'obté un cicle de treball del 54,5%. Amb això, s'aconsegueix tenir una ona triangular de corrent amb un rissat i un corrent efectiu de $0,7\text{ A}$; mostrada a la Figura 40, on $\Delta t = 10\text{ }\mu\text{s}$. D'aquesta manera, el corrent màxim serà de 1 A ; evitant així arribar a saturar la bobina.

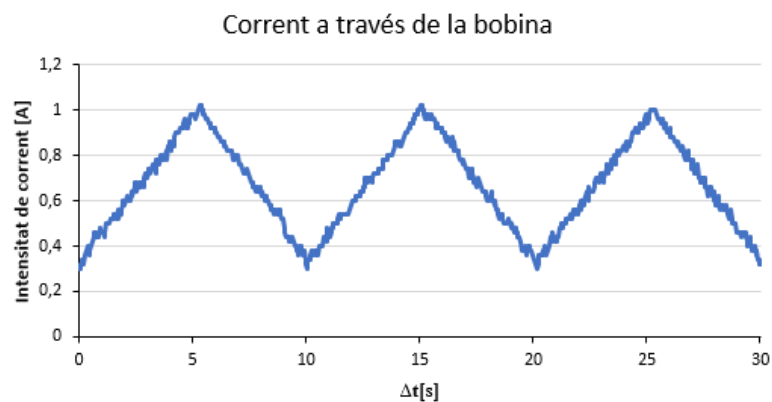


Figura 40. Evolució temporal del corrent que circula a través de la bobina en la configuració trossejadora.

Un cop s'estableixen les condicions de treball desitjades, es procedeix a realitzar les proves de temperatura en totes dues inductàncies d'estudi; els resultats de les quals s'observen a la *Figura 41*. Les característiques tècniques més rellevants d'aquests components, es detallen a la *Taula 4* i a la *Taula 5*. Per a realitzar aquests experiments; es parteix d'una temperatura ambient de 23°C.

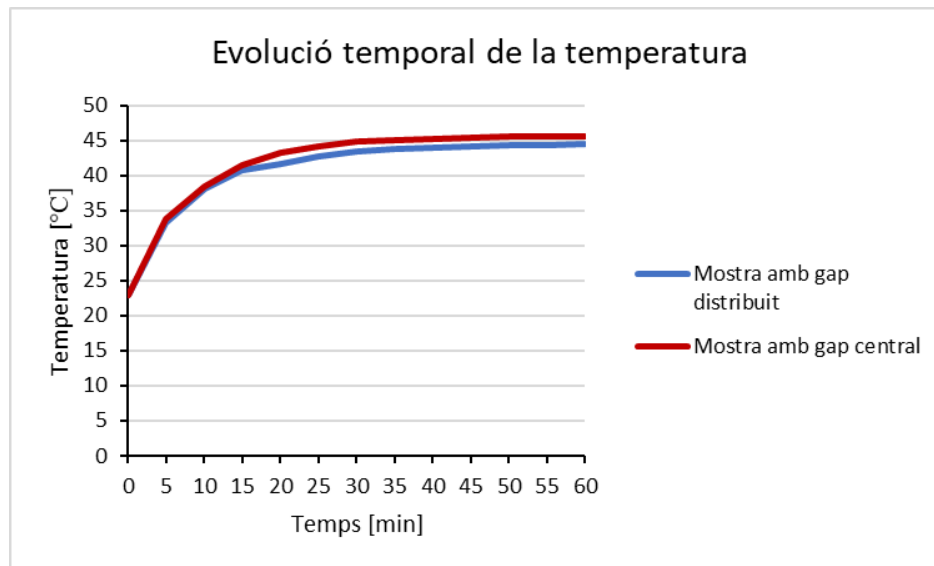


Figura 41. Proves d'escalfament aplicant un corrent continu amb rissat de 10 kHz.

Prèviament a la realització d'aquestes proves, es va dur a terme la mesura de la temperatura final; sotmetent les bobines a unes condicions de corrent continu constant; sota les mateixes condicions de temperatura ambient, obtenint-se una temperatura final sensiblement inferior a la obtinguda durant els experiments realitzats; concretament de 42°C. Amb això, queda comprovada la utilitat del dispositiu dissenyat; amb el qual s'arriba a valors lleugerament superiors i que, permet veure la aportació dels efectes ja explicats com, en aquest cas, l'acció de l'*efecte fringing*, deguda a la distribució del *gap* o entreferro.

4.3.2.2. Cicle de treball variable

A continuació, es torna a repetir el procediment ja exposat; amb una ona sinusoïdal de tensió com a consigna de control. En aquest cas, s'ha hagut de canviar la sonda de corrent per un multímetre connectat amb sèrie amb la bobina; per tal de llegir el valor de corrent eficaç. Això es deu a la gran variabilitat de les mesures que mostra l'oscil·loscopi per a aquest mode de funcionament. Això implica un pitjor control del valor nominal de corrent, degut a la impossibilitat de fer servir. No obstant, la manera de solucionar això, és reduir la tensió

d'entrada V_d i augmentar l'amplitud de l'ona sinusoïdal que determina el cicle de treball dels transistors.

Seguint amb les premises donades, s'han mesurat els corrents per a $V_d = 5V$ i $V_d = 24V$, fixant uns cicles de treball màxims de 67,2 % i 56,3 %, respectivament. Amb això, s'obté el corrent mostrat a continuació, on $\Delta t = 100 \mu s$.

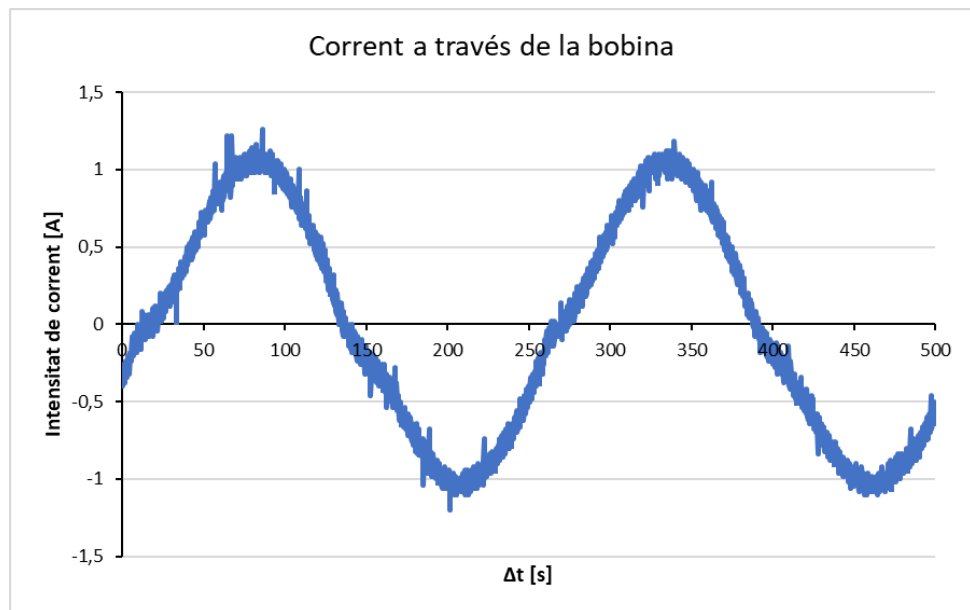


Figura 42. Evolució temporal del corrent que circula a través de la bobina en la configuració inversora.

Un cop obtingut el corrent, es tornen a realitzar els mateixos estudis de temperatura:

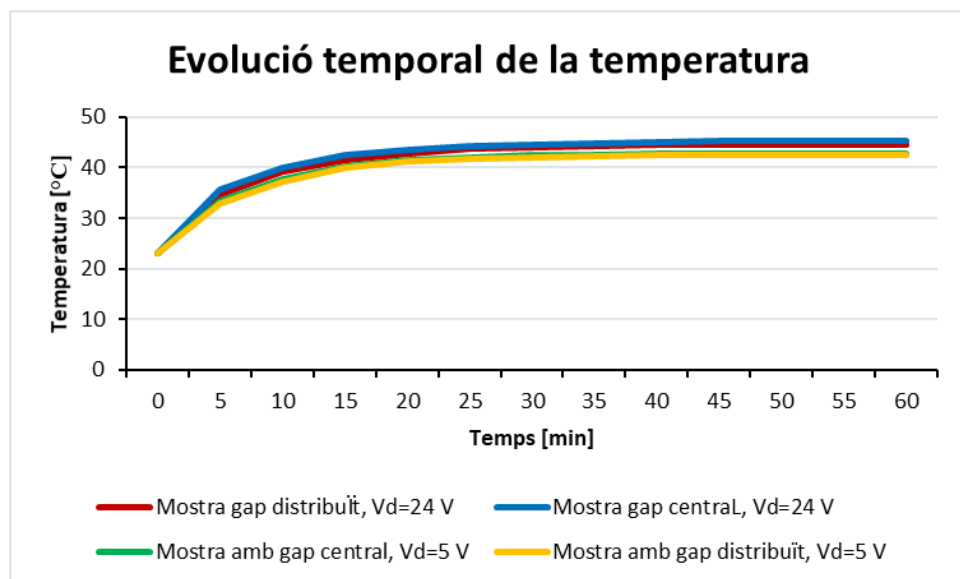


Figura 43. Proves d'escalfament aplicant un corrent altern amb rissat de 10 kHz.

En aquest cas, s'observa la mateixa tendència que per al cas dc , ja que la distribució de l'entreferro, fa disminuir la temperatura final. Per altra part, cal destacar l'augment de temperatura amb una major tensió d'entrada. Això es deu a l'augment del rissat del corrent, segons l'Equació 39.

5. Planificació temporal

Aquest projecte es va matricular al Març del 2019. Degut a la complicada compaginació de la realització del mateix amb una assignatura del Màster d'Enginyeria Industrial fins al Juny del 2019 i, amb el desenvolupament de la jornada laboral de 8 hores diàries a l'empresa, durant tot el desenvolupament del projecte; es va preveure una durada aproximada d'1 any. Finalment doncs, s'han complert els terminis marcats; finalitzant-lo la segona setmana de Gener del 2020; per tal de fer-ne l'entrega definitiva la setmana posterior.

Al llarg d'aquest projecte, s'ha passat per diverses etapes. La més destacable de totes elles és la dedicada a la programació de la plataforma; de durada molt superior a totes les altres, degut al desconeixement previ de l'autor del funcionament del TMS320F2812 i del codi necessari per a fer-lo funcionar.

Tasca a relitzar	feb-19			mar-19			abr-19			mai-19			jun-19			jul-19			ago-19			set-19			oct-19			nov-19			des-19			gen-20															
	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	1	2
Definició d'objectius, abast i motivacions																																																	
Estudi dels fenòmens que intervenen en el model de pèrdues																																																	
Cerca de solucions existents en el mercat																																																	
Simulació																																																	
Programació de la plataforma																																																	
Proves d'escalfament																																																	
Redacció de la memòria i dels annexes																																																	

Figura 44. Planificació del Projecte.

6. Estudi econòmic

Arribat aquest punt, és el moment de fer un estudi dels costos que comporta el desenvolupament d'aquest projecte. Per a això, es tenen en compte les despeses associades a la mà d'obra, ja siguin hores de proves experimentals, simulació o redacció dels informes pertinents; així com les llicències informàtiques i equipament necessari. Per fer-ho més clarificador, es desglossa tot en 4 apartats ben diferenciats. En primer lloc, es defineixen els costos associats a tot el material emprat:

Concepte	Quantitat (u)	Cost unitari (€/u)	Cost total (€)
Cost associat al material electrònic			
Placa CDM 2480	1	3000	3.000,00
Placa eZdsp F2812	1	300	300,00
Placa AROM	1	500	500,00
Font d'alimentació regulable 0-30 V	1	130	130,00
Oscil·loscopi de 2 canals	1	50	50,00
Subtotal 1			3.980,00 €

Taula 6. Cost associat al material electrònic

Concepte	Quantitat (kWh)	Cost unitari (€/kWh)	Cost total (€)
Cost d'informàtica			
Llicència estàndard per a Matlab i Simulink	1	800	800,00
Llicència estàndard per a Microsoft Office 365	1	105,6	105,60
Subtotal 2			905,60 €

Taula 7. Cost associat a la utilització de programes informàtics

Cal dir que en aquesta secció, es consideren els costos associats a tot el material que s'ha fet servir, prestat per la pròpia Escola Tècnica d'Enginyeria Industrial de Barcelona; cost que s'ha de tenir en compte, si es vol realitzar el projecte des d'una entitat externa.

També cal destacar l'absència del cost associat al programari *Code Composer Studio*, degut a que la versió utilitzada de dit programa, es troba a lliure disposició a la pàgina web de *Texas Instruments*, de manera totalment gratuïta.

Posteriorment, s'inclou la partida enfocada a la mà d'obra i hores dedicades al desenvolupament del treball:

Concepte	Quantitat (u)	Cost unitari (€/u)	Cost total (€)
Cost d'enginyeria			
Simulació	80	35	2.800,00
Programació de la plataforma	150	35	5.250,00
Redacció de la memòria	100	20	2.000,00
Subtotal 3			10.050,00 €

Taula 8. Cost d'enginyeria

Finalment, cal incloure una quarta partida, destinada al consum d'electricitat; durant el temps de realització del projecte; en el que l'equip informàtic es manté encès. Aquest equip, consumeix una potència nominal de 65 W durant 330 h, essent un total de 21,45 kWh. Amb això, es té una tarifa de 0,12 €/kWh; segons les dades proporcionades per Endesa, el que resulta en el següent impacte econòmic:

Concepte	Quantitat (kWh)	Cost unitari (€/kWh)	Cost total (€)
Cost del consum elèctric			
Energia consumida	21,45	0,12	2,57
Subtotal 4			2,57 €

Taula 9. Cost de l'electricitat

Un cop, considerades el total de les partides, es pot extreure la despesa total que comporta el projecte:

Concepte	Cost (€)
Subtotal 1	3.980,00
Subtotal 2	905,60
Subtotal 3	10.050,00
Subtotal 4	2,57
Import total	14.938,17 €

Taula 10. Import total del projecte

Per tant, el cost total associat a la realització del Projecte, és de 14.938,17 €.

7. Impacte mediambiental

Per a tenir consciència de l'impacte sobre el medi ambient que té la fabricació del material utilitzat en la realització d'aquest projecte, es dividirà en 3 punts de vista diferents:

- Construcció del material electrònic
- Reciclatge
- Consums d'empresa.

En referència a la fabricació de tot el material utilitzat; es necessari el compliment de la Directiva 2017/2102 del Parlament Europeu, coneguda com a norma *ROHS 2* i en substitució de l'antiga *ROHS*; les quals tenen com a objectiu la restricció de la concentració de determinades substàncies perilloses en els dispositius electrònics que es comercialitzen en l'àmbit europeu. En aquest sentit, les substàncies afectades amb les seves corresponents concentracions màximes, donades en tant per cent en massa, són: Plom (0,1%), Mercuri (0,1%), Cadmi (0,01%) i Crom Hexavalent (0,1%). També queda regulada concentració d'alguns materials plàstics. Per tant, caldrà consultar curosament dita normativa, prèviament a la posada en marxa del projecte.

Des d'un punt de vista associat al fi de la vida útil dels components utilitzats per a la fabricació, cal dir que tots ells han de ser reciclats degudament. Com s'ha comentat en el paràgraf anterior, cal que compleixin la normativa *ROHS 2*, la qual ja en restringeix la quantitat de certes substàncies nocives per al medi ambient. No obstant, quan finalitzen la seva vida útil, aquests es converteixen en Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics (RAEE) i, per tal de garantir-ne un tractament adequat, cal referir-se a la Directiva 2012/19/UE.

Si es mira l'impacte sobre el medi ambient, des del punt de vista dels consums a l'empresa, cal tenir en compte dos punts importants:

- El reciclatge adient de tot el material d'oficina usat, com poden ser papers per a la redacció de l'informe, bolígrafs, tòn timers i tinta d'impressora...
- El consum elèctric

En referència al consum d'electricitat, cal veure l'equivalent en quantitat de CO_2 que genera aquesta activitat. Per a això, cal referir-se a les dades proporcionades per la Oficina Catalana pel Canvi Climàtic, d'on s'obtenen les següents emissions de CO_2 :

Concepte	Quantitat	Unitats
Electricitat consumida	21,45	kWh
Mix elèctric	321	g/kWh
Emissions de CO_2	6,89	kg

Taula 11. Petjada de CO_2 .

8. Conclusions

Un cop finalitzat el nucli d'aquest projecte, es veu com s'han complert amb èxit els objectius marcats a l'inici del mateix, ja que partint d'un pont en H, es té una eina que permet exposar les inductàncies d'assaig sota una gran varietat de condicions de treball i, observar-ne l'evolució. Com s'ha comentat en els capítols inicials del present informe, això suposa un gran avantatge i l'estalvi de molts maldecaps a l'hora de dissenyar aquests components.

Des d'un punt de vista més personal, s'han complert els objectius i motivacions que es plantejaven a l'inici del projecte; ja que permet explorar amb força aprofundiment diversos conceptes dels camps de l'Electrònica de Potència i de l'Electromagnetisme.

Al llarg del desenvolupament del present informe, es veu com els convertidors de potència, suposen una solució força apropiada per a l'estudi de les pèrdues en un inductor. També per a l'obtenció d'altres característiques; com el cicle d'histèresi. És important remarcar que el dispositiu dissenyat està preparat, com es comenta a la secció 3.3.5.1, per a treballar amb més d'una seqüència de commutació dels transistors. En aquest cas, no s'ha pogut dur a terme la configuració per a la commutació unipolar i, per tant, queda pendent fer els ajustaments necessaris en el codi introduït per tal de poder treballar-hi.

Cal afegir que el dispositiu que s'ha obtingut, permet aportar solucions en un camp, el del disseny d'inductors, en plè creixement avui en dia. Aquesta tendència es deu, com ja s'ha comentat, al creixent interès per les formes d'emmagatzematge i conversió d'energia; així com també a la disposició per a millorar l'eficiència de molts processos i el seu impacte en altres grans camps que, avui en dia es troben en ple desenvolupament, com pot ser la mobilitat elèctrica.

8.1. Accions futures

Després d'analitzar els bons resultats del projecte, s'arriba a la conclusió de que encara queda camí per recórrer, seguint la mateixa direcció. En aquest sentit, i al llarg d'aquesta secció, es plantejaran diverses línies d'acció sobre les quals treballar en un futur.

Una primera acció a realitzar, és la de la creació d'un rectificador; basat en un pont de díodes, que es connecti directament a la xarxa elèctrica. Això eliminaria el fet d'haver de treballar amb una font de corrent contínua. Per altra part, caldria incloure un convertidor reductor de tensió;

si es vol mantenir l'entrada a tensions baixes. De la mateixa manera, resulta interessant la idea de construir un filtre passabaixos; fet que eliminaria els harmònics de tensió; que provoquen un elevat soroll en les mesures de corrent.

Una altra línia d'acció, per tal de millorar el funcionament del dispositiu dissenyat, consisteix a implementar un control de llaç tancat de corrent. Això permetria no haver de variar constantment el cicle de treball segons els valors de corrent mesurats. Aquest fet, serà de gran ajuda en casos on l'escalfament sigui molt elevat; tot comportant un significatiu augment de la resistència del bobinat, amb la consegüent caiguda de corrent. També permetrà que el projectista no s'hagi de fer càrrec del control de la temperatura ambient (la qual provoca canvis en la resistència inicial dels conductors, afectant a la temperatura final dels mateixos). En aquest sentit, cal destacar que cadascuna de les proves per a un mateix experiment s'ha fet en un mateix dia, intentant controlar la temperatura en el major grau possible.

Com a punt final, en referència a la plataforma utilitzada, és una eina amb diverses finalitats ja que com es pot veure, consta de diversos blocs; els quals no s'han fet servir per a aquest projecte. Aquest, se'ns dubte és un factor que contribueix a l'encariment del projecte. D'aquesta manera, amb la finalitat de reduir els costos, es decideix posar en marxa la creació d'una plataforma destinada exclusivament per a la finalitat d'aquest treball.

Agraïments

Per acabar aquest treball, es considera oportú dedicar aquest capítol com a reconeixement a tots aquells qui m'han donat suport, durant la realització del treball.

En primer lloc, al Daniel Montesinos, per haver-me guiat durant tot aquest any i per donar-me l'oportunitat de realitzar aquest projecte; així com d'instruir-me, en la mesura del possible, en la programació d'un DSP. Dins del CITCEA-UPC, també m'agradaria agrair les directrius donades al professor Samuel Galceran.

També m'agradaria agrair als meus caps, dins de l'empresa Prax, la flexibilització dels horaris de feina durant aquests últims 4 mesos; que m'han permès complir amb els terminis del treball.

Finalment, als meus pares, família i amics pel suport rebut durant aquest any.

Bibliografia

Referències bibliogràfiques

- [1] Thomas Stevic, «Linear power supply vs. Switched power supply» Control Design, 2017.
- [2] W. G. Hurley i W. H. Wölfle, Transformers and Inductors for power electronics: Theory, Design and Applications, Wiley, 2013.
- [3] A. Giraud, A. Bernot, «Measurement of magnetic hysteresis swelling up with frequency: impact on iron losses in electric machine sheets» IRT Saint-Exupéry, 2017.
- [4] A.Krishnan, Parikshith B. C., V. John, «Analysis of Flux Fringing for High-Frequency AC Inductor Design»,
- [5] Rafal Kasikowski, «Impact of the fringing effect on temperature distribution in windings and physical properties of toroidal ferrite inductors with a dual air gap», Measurement Automation Monitoring, no.4, vol.63, pp.135-138, 2017.
- [6] Peter Markowski, «Magnetic Component Design: 3D Electromagnetic Simulation allows reduction of AC cooper losses», Transformers Magazine, vol. 2, issue 1, 2015.
- [7] P. Tipler i G. Mosca, Física para la ciencia y la tecnología, vol. 2, edición 6, pp. 974, ed. Reverté, 2010.
- [8] R. Kasikowski i B. Wieçek, «The reduction of fringing-effect power loss in gapped ferrite inductors by changing the resistance and diameter of windings», 14th Quantitative Infrared Thermography conference,
- [9] C. R. Sullivan, «Optimal Choice for Number of Strands in a Litz Wire in a Litz Wire Transformer Winding»,IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 28-35, 1997.
- [10] P. Purkait, B. Biswas, S. Das i C. Koley, Electrical and Electronics Measurements and Instrumentation, vol. 6, issue 4, Mc. Graw Hill, 2013
- [11] J. Mühlethaler, J.Biela, J. W. Kolar and A. Ecklebe, «Core Losses under DC Bias Condition based on Steinmetz Parameters», The 2010 International Power Electronics Conference, pp. 2430-2437, 2010.
- [12] E. Ballester i R. Piqué, Electrónica de Potencia: Principios fundamentales y Estructuras Básicas, Marcombo, 2011.

[13] N. Mohan, T. M. Undeland, P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design, Wiley, 2002.

[14] A. Namboodiri i H. S. Wani, «*Unipolar and Bipolar PWM Inverter*», *IJRST*, vol. 1, pp. 237-243, 2014.

[15] Pau Lloret Gallego. Disseny i realització d'una plataforma docent d'accionaments elèctrics i convertidors: aplicació al motor brushless DC, Maig de 2006

[16] Marc Torres i Julián. Control d'un motor de corrent continu amb DSP, Juny de 2016

[17] A. Rodigheri, S. Ahmad Mussa, R. Ramos i D. Ruiz-Caballero, «CSV-PWM and PD-PWM modulation based on the TMS320F2812 DSP», IEEE 2009.